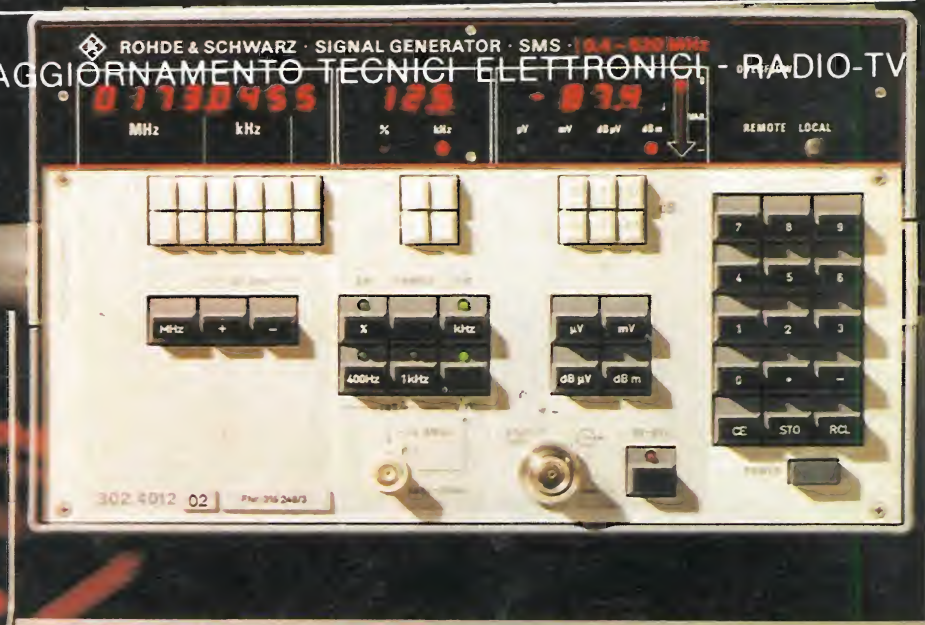


ELETTRONICA VIVA /17

Anno II novembre '79



MENSILE DI FORMAZIONE ED AGGIORNAMENTO TECNICI ELETTRONICI - RADIO-TV



Questo numero contiene:

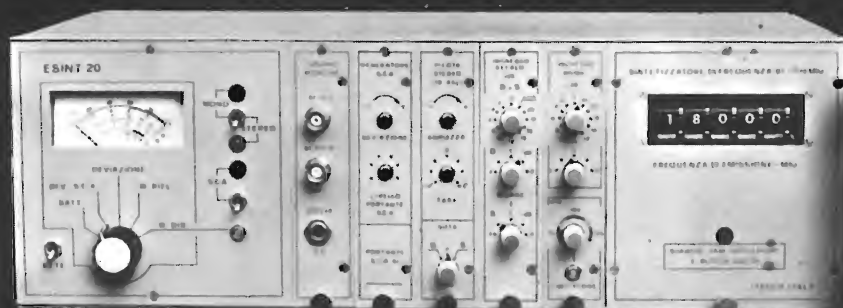
***Presentazione del "Pippo"
apparecchiatura
"supereconomica" per lo studio
dei microprocessori***

***Convertitore tensione-frequenza
per il superfrequenzimetro***

***Circuito FLL/P per il controllo
in frequenza
del trasmettitore-eccitatore
da 1 W presentato
nel numero scorso***

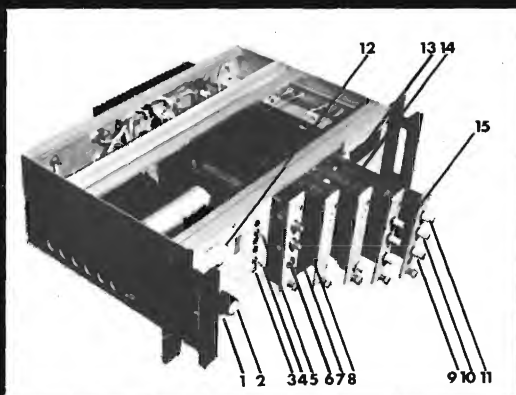
ECCITATORE FM SINTETIZZATO
MONO - STEREO SCA 5 - 20 WATTS

ESINT 05-20



L'ESINT 05 - 20 è l'ultimo apparato che completa la serie di trasmettitori a larga banda della Itelco. Questo eccitatore è un apparato estremamente versatile e sicuro, progettato per soddisfare le severe specifiche degli enti radiofonici europei e d'oltre oceano. I motivi stanno nell'alto livello delle sue prestazioni (assenza di spurie, stabilità 25 Hz, distorsione mono 0,07 stereo 0,1%, possibilità di sincronizzazione con altri trasmettitori per offset zero) e nella complessità della sua strumentazione di controllo (deviometro principale, devioimento del segnale di servizio - SCA -, potenza diretta e riflessa, batteria).

La sua alta affidabilità, che permette un funzionamento di 24 ore su 24 senza necessità di manutenzione, è dovuta ad una costruzione a forte integrazione e ad una tecnologia d'avanguardia.



- 1 Rete
- 2 Selettore funzioni strumento
- 3 Regolazione elettronica potenza RF
- 4 Inserzione SCA
- 5 Selettore ingressi stereo - mono
- 6 Presa per cuffia
- 7 Monitor B.F.
- 8 Monitor R.F.
- 9 Soglia limitatore
- 10 Attenuatore d'ingr. mono continuo
- 11 Attenuatore d'ingresso mono a passi
- 12 Strumento multifunzione
- 13 Selettore frequenza a 5 cifre
- 14 Regolazione livello SCA
- 15 Regolazione livello stereo (multiplex)

CARATTERISTICHE SALIENTI: Sintesi di frequenza diretta, stabilità 0,25 p.p.m. (25 HZ). / Assenza di spurie / Distorsione in stereo 0,1%, con S/N 70 dB / Possibilità di sincronizzazione / Telecomando / Generatore SCA e stereo incorporato

duepubblicità

▶ **itelco** broadcasting by

COSTRUZIONI ELETTRONICHE

PIAZZA FEBEI, 3 - 05018 ORVIETO (TR)

TELEFONO (0763)

32370 - 32371

SOMMARIO



Collaboratori: Gherardo Capitani, Anello Fazzi, De Lorenzo SpA, Salvatore Damino, Marino Miceli, Giulio Melli, Gianosvaldo Fadin

Direttore responsabile: Amedeo Piperno

Redazione: Nello Alessandrini, Amedeo Piperno

Impaginazione: a cura dell'Ufficio Grafico della Faenza Editrice

Direzione - Redazione - Off. Vendite: Faenza Editrice S.p.A., Via Firenze 60/A - 48010 Errano - Faenza - Tel. 0546/43120

Pubblicità - Direzione: Faenza Editrice S.p.A. - Via Firenze 60/A - 48010 Errano - Faenza - Tel. 0546/43120

Agenzia di Milano: C.so Lodi 109/1 - Tel. 02/5390165

Spagna: Agenzia Faenza Editrice S.p.A. - Calle Navarra 85/7 - Castellón de la Plana - Tel. 964/216570

Materiali e istruzioni per le scatole di montaggio: Amedeo Piperno c/o Faenza Editrice - Via Firenze 60/A - 48018 Faenza

Publicazione registrata presso il Tribunale di Ravenna, n. 641 del 10/10/1977. Pubblicità inferiore al 70%.

Un fascicolo L. 2.000 (arretrati 50% in più).
Abbonamento annuo (11 numeri) L. 20.000

Publicazione associata all'USPI
(Unione Stampa
Periodica Italiana)



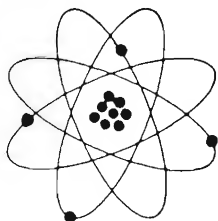
Elettronica Viva è principalmente diffusa in edicola e per abbonamento. Questa rivista è destinata a: Capi tecnici e tecnici laboratori per assistenza tecnica - Titolari e tecnici laboratori di riparazione Radio TV elettronica - Scuole e personale insegnante della formazione professionale - Associazioni di categorie tecnici Radio TV elettronici - Case produttrici di Radio TV e prodotti elettronici - Case produttrici di componenti - Distributori commerciali di prodotti elettronici - Stazioni emittenti private Radio TV - Impiantisti, Artigiani - Hobbisti, CB, OM.

Stampa: Litografica Faenza - Faenza (RA)



Via Firenze 60/A
48018 FAENZA (RA)
Tel. 0546/43120
Cas. Post. 68

Principianti matematica	2
Principianti teoria	4
Principianti pratica (a cura della De Lorenzo S.p.A.)	6
Già introdotti teorico-pratico (a cura di Gianosvaldo Fadin)	8
Esperti teoria (a cura di G. Capitani e Gianosvaldo Fadin)	12
Esperti aggiornamento Corso pratico di montaggio di un televisore a colori (a cura di A. Piperno)	14
Kits esercitazioni di montaggio	
Controllo automatico di frequenza tipo FLIP	17
Convertitore tensione-frequenza tipo LM 331	22
"PIPPO"	33
Il TV GAMES modello UK 970 Amtron	46
Antifurto per mezzi mobili KS 450	47
Comunicato stampa - Kuriuskit	48
Uno alla volta	
Sintonizzatore diodiomatic a sintonia elettronica BS 290 unificato 3B	49
Elettronica per Radioamatori (a cura di Marino Miceli)	52



PRINCIPIANTI MATEMATICA

a cura di Nello Alessandrini

DIVISIONE DI POLINOMI

Divisione di un polinomio per un monomio

Per dividere un polinomio per un monomio basta applicare la proprietà distributiva come per la divisione algebrica tradizionale.

$$(A + B + C) : Y = (A : Y) + (B : Y) + (C : Y)$$

Per dividere un polinomio per un monomio basta dividere ciascun termine del monomio per il polinomio e sommare poi i quozienti parziali ottenuti.

Ad esempio:

$$(18a^2b^3 + 9a^4b^5 - 15a^3b^3) : (3ab) =$$

$$(18a^2b^3) : (3ab) + (9a^4b^5) : (3ab) + (-15a^3b^3) : (3ab) =$$

$$= 6ab^2 + 3a^3b^4 - 5a^2b^2$$

La divisione, comunque, è possibile solo se ogni termine del polinomio è divisibile per il monomio. Se un termine del polinomio non è divisibile

rimane indicato come frazione ($\frac{A}{Y}$).

Ad esempio:

$$(2a^2b^3c^4 + 12a^2b^3c^4 + 15a^5b^2) : (3abc^2) =$$

$$= \frac{2}{3} ab^2c^3 + 4ab^2c^2 +$$

$$\frac{15a^5b^2}{3abc^2} = \frac{2}{3} ab^2c^3 + \frac{5a^4b}{c^2} + 4ab^2c^2$$

Divisione di due polinomi

Come primo esempio immaginiamo un polinomio con una sola lettera (ad esempio la a) a potenza decrescente.

Se la potenza non è decrescente si spostano i vari termini. Il divisore naturalmente avrà potenza inferiore al dividendo. Ad esempio:

$$(15a^3 + 12a^5 + 17a^4 + 6a^2 + 10) : (3a + 2)$$

Mettiamo prima in ordine decrescente le potenze di a.

$$(12a^5 + 17a^4 + 15a^3 + 6a^2 + 10) : (3a + 2)$$

Eseguiamo ora una vera e propria divisione considerando il 1° termine del dividendo ($12a^5$) con il 1° termine del divisore (3a). Avremo così:

$$(12a^5) : (3a) = 4a^4$$

Questo è il 1° termine del quoziente.

$$12a^5 + 17a^4 + 15a^3 + 6a^2 + 10$$

Il quoziente trovato lo si moltiplica per ogni termine del divisore e i prodotti ottenuti si sommano (dopo averli cambiati di segno) al dividendo. Il resto sarà:

$$12a^5 + 17a^4 + 15a^3 + 6a^2 + 10 - 12a^5 - 8a^4$$

$$0 + 9a^4 + 15a^3 + 6a^2 + 10$$

Si divide (come all'inizio) il 1° termine del resto parziale ($9a^4$) con il 1° termine del divisore (3a) e si avrà:

$$(9a^4) : (3a) = 3a^3$$

Questo è il 2° termine del quoziente. Tale termine lo si moltiplica per ogni termine del divisore e i prodotti ottenuti si sommano (dopo averli cambiati di segno) al 1° resto parziale. Il 2° resto parziale sarà:

$$12a^5 + 17a^4 + 15a^3 + 6a^2 + 10 - 12a^5 - 8a^4$$

$$3a + 2$$

$$4a^4$$

$$3a + 2$$

$$4a^4$$

$$3a + 2$$

$$4a^4 + 3a^3$$

$$\begin{array}{r} 9a^4 + 15a^3 + 6a^2 + 10 \\ -9a^4 - 6a^3 \end{array}$$

$$0 + 9a^3 + 6a^2 + 10$$

Si divide ancora il 1° termine del 2° resto parziale per il divisore fino alla fine.

$$\begin{array}{r} 12a^5 + 17a^4 + 15a^3 + 6a^2 + 10 \\ -12a^5 - 8a^4 \end{array}$$

$$\begin{array}{r} +9a^4 + 15a^3 + 6a^2 + 10 \\ -9a^4 - 6a^3 \end{array}$$

$$3a + 2$$

$$\begin{array}{r} +9a^3 + 6a^2 + 10 \\ -9a^3 - 6a^2 \end{array}$$

$$4a^4 + 3a^3 + 3a^2$$

$$10$$

La divisione è completata. Il quoziente è $4a^4 + 3a^3 + 3a^2$ e il resto è 10. Può anche capitare di avere per resto zero oppure un polinomio inferiore al divisore. Quando ci troviamo di fronte a un polinomio con più lettere si ordina secondo una lettera.

In questo caso è comoda la lettera **a**. Si procede nel solito sistema:

$$\begin{array}{r} 32a^4b^3 + 60a^3b^2 + 37a^2b + 20ab + 15a + 25 \\ -32a^4b^3 - 40a^3b^2 \end{array}$$

$$\begin{array}{r} 20a^3b^2 + 37a^2b + 20ab + 15a + 25 \\ -20a^3b^2 - 25a^2b \end{array}$$

$$4ab + 5$$

$$\begin{array}{r} 12a^2b + 20ab + 15a + 25 \\ -12a^2b \end{array}$$

$$\begin{array}{r} 20ab \quad 25 \\ -20ab \quad -25 \end{array}$$

Questa volta il resto è zero e si può affermare che il 1° polinomio è divisibile per il 2°.

Divisibilità di un polinomio per un binomio di 1° grado

Premesso che un binomio di 1° grado può essere $x - a$, oppure $x + a$, dove **x** è la parte letterale e **a** un numero, eseguiamo una verifica. Dividiamo il polinomio ordinato e completo rispetto alla lettera **b** (la nostra **x**) con il binomio $b - 2$, dove il termine -2 è equivalente alla lettera $-a$.

$$(3b^3 - 2b^2 - 3b - 10) : (b - 2)$$

Per sapere se si ottiene una divisione perfetta (con resto zero) è sufficiente sostituire il numero -2 cambiato di segno (cioè $+2$) alle lettere **b** del polinomio. Il numero -2 corrisponde alla lettera del binomio di 1° grado. Se dalla sostituzione di $+2$ con le lettere **b** si ottiene risultato zero il polinomio è divisibile per $(b - 2)$.

$$\begin{aligned} 3 \cdot (+2)^3 - 2(+2)^2 - 3(+2) - 10 &= \\ = 3 \cdot 8 - 2 \cdot 4 - 3 \cdot 2 - 10 &= \\ = 24 - 8 - 6 - 10 &= \\ = 24 - 24 &= 0 \end{aligned}$$

Se non viene zero il numero ottenuto rappresenta il resto della divisione.

$$\begin{aligned} (3b^3 - 2b^2 - 3b - 5) : (b - 2) &= \\ = 3 \cdot 2^3 - 2 \cdot 2^2 - 3 \cdot 2 - 5 &= \\ = 24 - 8 - 6 - 5 &= 5 \end{aligned}$$

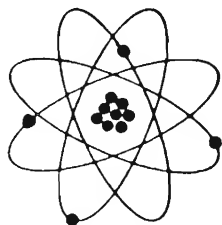
Il resto della divisione è dunque il 5.

RINALDO SALAMON

commercio materiale elettronico all'ingrosso

via G. Galilei, 8 - tel. 0438 - 20353 - S. LUCIA DI P. (Tv)

- ★ CONDENSATORI A FILM SINTETICO, Elettrolitici
- ★ MATERIALE SURPLUS VARIO
- ★ COMPONENTI ELETTRONICI VARI



PRINCIPIANTI TEORIA

a cura di Nello Alessandrini

Dopo una lunga parentesi sui semiconduttori (indispensabile per non abbandonare i principianti alla mercé della sola elettrotecnica ma iniziarli allo studio dei semiconduttori e quindi renderli atti ad esaminare i circuiti sempre più complessi) riprendiamo il discorso sull'elettrotecnica prendendo in esame il magnetismo, l'elettromagnetismo e i circuiti ad essi relativi. L'esame di tali argomenti non sarà "super approfondito" ma servirà come base di partenza a quanti vorranno poi proseguire da soli con l'aiuto di testi specifici.

Magnetismo

La capacità di un corpo di attrarre altri corpi viene definita magnetismo. I corpi che attraggono si chiamano magnetici; i corpi attratti si chiamano sostanze magnetiche o paramagnetiche. Esistono pure corpi che non vengono attratti e che prendono il nome di diamagnetici. Al primo gruppo (magnetici) appartengono il ferro, l'acciaio, il nichel, ecc. ... ; al secondo gruppo appartengono l'alluminio, il vetro, il piombo, il rame, ecc. ... Se un materiale magnetico non perde mai le sue proprietà viene detto magnete permanente o calamita, se invece, dopo un certo tempo, perde questa caratteristica viene detto magnete artificiale o temporaneo. Al primo caso appartiene la magnetite, al secondo l'acciaio, il ferro dolce e altri. Qualunque tipo di magnete, sia esso permanente o temporaneo, possiede due poli ben distinti che si indicano con NORD e SUD. Come già per le cariche elettrostatiche, poli di uguale segno tendono ad allontanarsi, mentre poli di segno opposto tendono ad avvicinarsi. Altra caratteristica propria dei corpi magnetici è quella di avere sempre due poli distinti anche in caso di rottura del magnete in tanti piccoli pezzi. Questo ci dimostra che in pratica la sostanza magnetica è fatta di tanti piccoli magnetini ciascuno con due poli distinti la cui grandezza minima arriva fino all'atomo.

Fig. 1

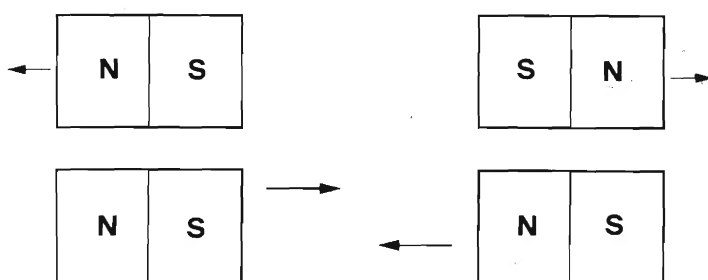


Fig. 2

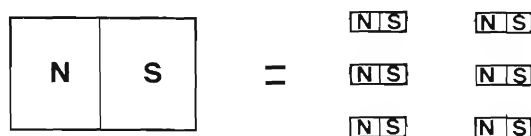
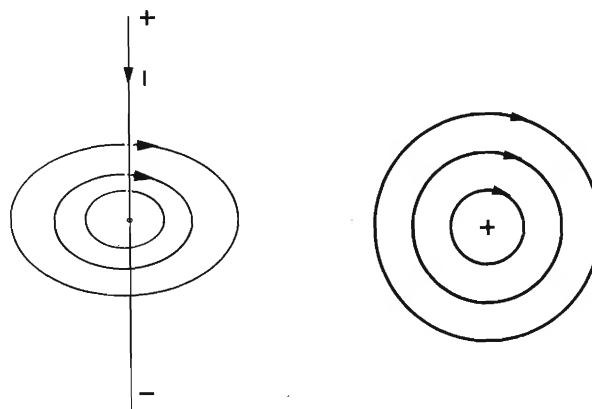


Fig. 3



Effetto magnetico della corrente

Quando un conduttore (filo) elettrico viene attraversato da una corrente genera tante linee di forza magnetiche (il concetto di linee di forza è identico al campo elettrico) tutte perpendicolari al conduttore (fig. 3). Immaginandolo di entrare lungo il filo il verso delle linee di forza è orario. Come promemoria si immagina di avvitare un cavatappi lungo il filo come per farlo entrare in un tappo e si considera che per questa operazione è necessario ruotarlo in senso orario, ossia verso destra. Questa regola viene chiamata dei cavatappi o di Ampere. Nella fig. 3 è indicato con "+" il punto di entrata della corrente e con "-" il punto di uscita. Da quanto detto viene intuitivo comprendere come vi sia stretta analogia col magnetismo. Infatti se le linee di forza generate dalla corrente attraversano un pezzo di ferro dolce, anche quest'ultimo viene magnetizzato.

Campo magnetico

Se il conduttore attraversato da corrente, anziché essere rettilineo viene avvolto come da fig. 4 (per fare ciò è sufficiente avvolgere il filo su un corpo cilindrico e poi sfilarlo) le linee di forza cambiano aspetto e il solenoide (così si chiama) diventa una vera sorgente di campo magnetico. Si definisce campo magnetico lo spazio (nel nostro caso attorno al solenoide) attraversato dalle linee di forza.

Per determinare le polarità del solenoide si immagina di appoggiare il palmo della mano destra sulle spire (così si definisce un giro di filo) con il pollice rivolto verso il senso della corrente e si indica questa direzione come NORD. Questa regola è detta della mano destra di Fleming. Dalla fig. 4 si nota pure che le linee di forza escono dal Nord ed entrano nel sud. Come detto il solenoide si comporta come un magnete la cui potenza dipende dalla corrente (I) che lo attraversa, dal numero delle spire (N) di cui è composto e dalla sua lunghezza. Si definisce Tensione Magnetica o Forza Magnetomotrice (F) il prodotto $N \cdot I$ e lo si misura in Amperspire (Asp). Si definisce forza magnetica (H) del campo magnetico che esiste all'interno il rapporto fra la tensione magnetica e la lunghezza del solenoide.

$$H = \frac{N \cdot I}{L}$$

Dalla formula si può notare che maggiore è la lunghezza del solenoide e

Fig. 4

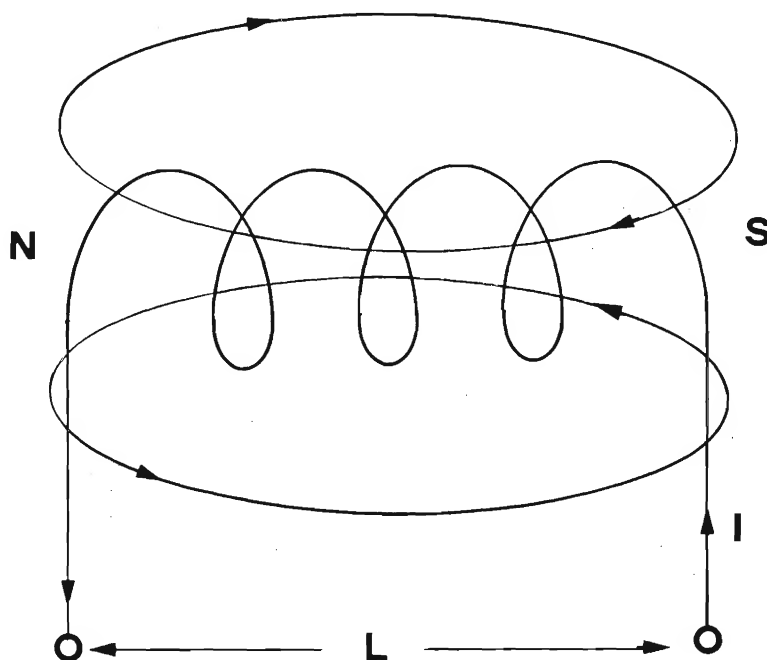
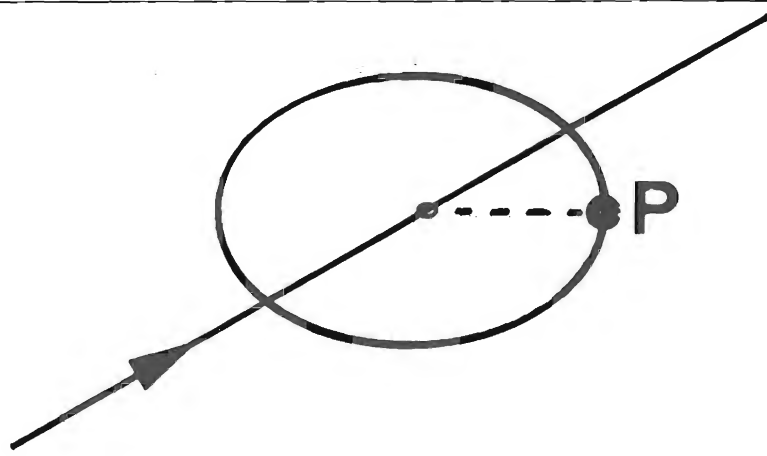


Fig. 5

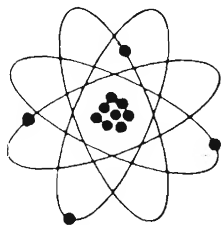


minore è la sua forza magnetica. La cosa è abbastanza logica se si pensa che lo stesso numero di spire e la stessa corrente che esistono in un solenoide corto producono una intensità di campo maggiore che in un solenoide (con le stesse spire e la stessa corrente) allungato. L'intensità del campo H si misura in Amperspire su metro (Asp/m). Nel caso di un filo rettilineo (fig. 5) il campo magnetico di un qualunque punto è direttamente proporzionale alla corrente che attraversa il filo e inversamente propor-

zionale alla lunghezza delle linee di forza. Poiché le linee di forza di un campo magnetico prodotto da un filo percorso da corrente sono circolari, la distanza di un punto qualunque "P" è uguale al raggio. Avremo così:

$$H = \frac{I}{2\pi r}$$

Questa regola è conosciuta come la legge di BIOT SAVART.



PRINCIPIANTI PRATICA

a cura della Ditta DE LORENZO S.p.A. di ROZZANO (MI)

Il concetto di elettromagnetismo visto nella parte teorica ci permette di esaminare meglio la funzione relè, ossia un sistema in grado di magnetizzarsi al passaggio di corrente e attirare un contatto. Ma vediamo meglio il tutto servendoci delle fig. 1 e 2.

In fig. 1 è presente un solenoide L

vicino ad un supporto X (nella pratica il solenoide è avvolto sul supporto). Non esiste passaggio di corrente perché P_1 non è premuto; in questo modo abbiamo A collegato a B e B scollegato da C.

Il primo contatto (A-B) si chiama normalmente chiuso (N.C) il secondo

contatto (B-C) normalmente aperto (N.A). Essendo ovvio che i contatti sono riferiti ad un punto comune (B) si suole indicare A come normalmente chiuso, B come comune e C come normalmente aperto. Il concetto normalmente è inteso per un relè non attraversato da corrente. Nella fig. 2 è

Fig. 1

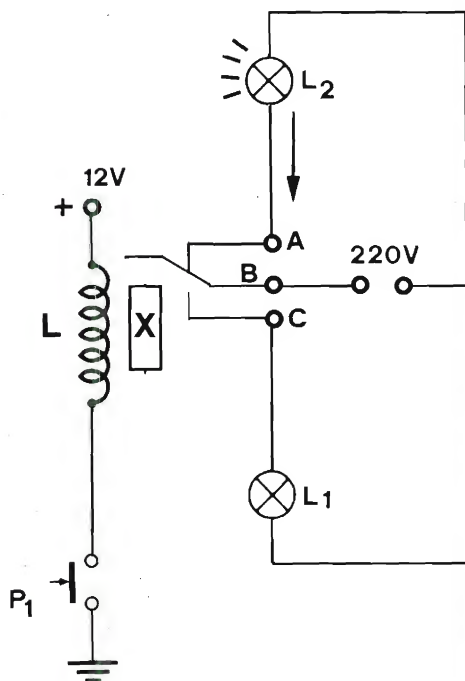


Fig. 2

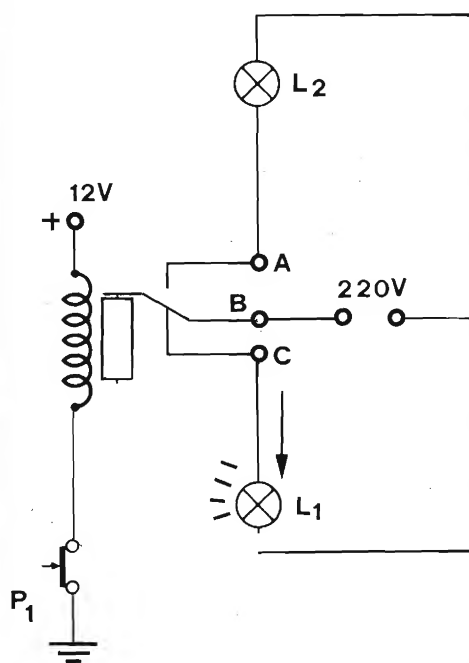
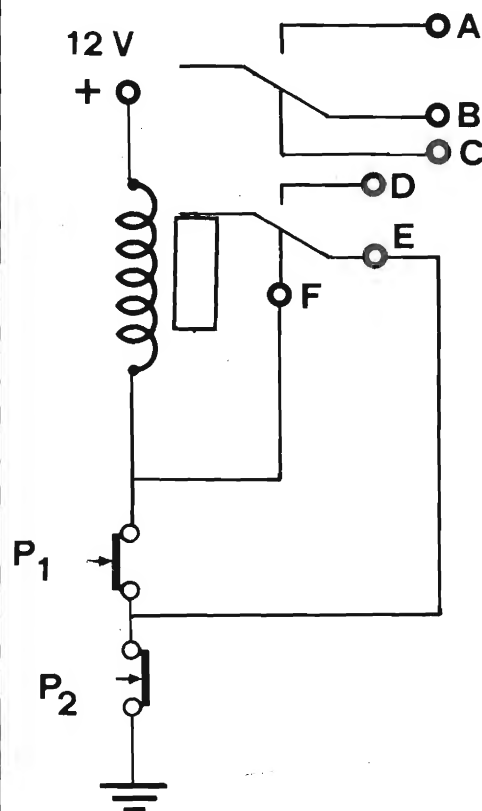


Fig. 3

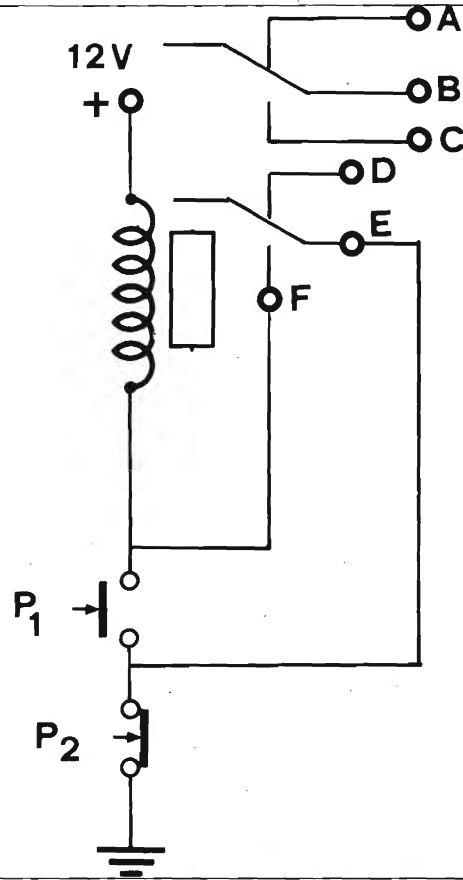


stato premuto il pulsante P_1 e quindi si ha un passaggio, attraverso il solenoide (bobina), della corrente. Il supporto si magnetizza e attira il contatto B favorendo il suo distacco da A e unendolo a C. In questo modo viene a mancare corrente a L_2 e viene alimentata L_1 . Ritornando a lasciare P_1 si ritorna alla figura di destra e alla smagnetizzazione del supporto. In casi come questo è intuitivo che occorre avere per il supporto X un materiale che si magnetizzi e smagnetizzi velocemente.

Autoritenuta

Se si realizzano le fig. 3 e 4 ci si trova alla presenza di una autoritenuta. In fig. 3 abbiamo P_1 aperto e P_2 chiuso e il relè diseccitato. Lo scambio ABC è quello destinato a commutare il carico (L_1 e L_2 di fig. 1), lo scambio DEF provvede alla autoritenuta. Se si preme P_1 (fig. 4) il relè si eccita e i contatti E - F chiudendosi simulano un secondo pulsante in parallelo a P_1 . Quando si rilascia P_1 il relè rimane eccitato perché i contatti E - F sono chiusi. Per diseccitare il relè occorre premere P_2 .

Fig. 4



SUPEROCASIONE!!!
L. 99.000+IVA
Monta il circuito stampato CS40
Alimentaz.: C.A. 220 V
c.c. 12V + 13.5V.
Consumo: 15 watt ca.
1,6 ampere cc 12+13.5V.
Canali ricev.: 8 a sim.
continua su tutte le
bande. Antenna incor-
porata preamplificata.
Sensibilità: 25-30 mV
di segnale di ante.
Atte. analitica di

KIT CS40-A TV
12-15-17"
premontato
precabliato
e pilotato
4 IC - 15 Transistori -
20 Diodi - Gruppo va-
riacp + SPKING +.
Favoloso
L. 74.500+IVA

facilissimo
da installare
e molto facile
si apprezzano
utilizzandolo.

POMPA ASPIRANTE DISSALDANTE
L. 7.450
diametro mm. 20 - lunghezza mm. 215

UM1261 ASTEC
modulatore audio per TV game
funziona a 220V e 50Hz
direzionalmente dall'altoparlante TV

UM1261 L. 6.000

UM1263 ASTEC
modulatore per TV colore PAL
CH30 CH46
C.S. trasformatori vostri TV game
B/W in codice

UM1263 L. 6.000

UM1263 L. 15.500

MODULI NATIONAL

MA 1012 0,5" Led Radio Clock completi di
trasformatore, 2 interruttori, 4 pulsanti
L. 21.000

MA 1010 0,3" Led Radio Clock completi di
trasformatore, 2 interruttori, 4 pulsanti
L. 25.000

MA 1013 0,7" Led Radio Clock completi di tra-
sformatore, pulsanti e interuttore
L. 21.000

MA 1023 completo di trasformatore
e interuttore
L. 21.000

SAIDATORE
MAINI 24
24 W 220 V
L. 8.900

RADIOMICROFONO
L. 8.500

ZOCCHI

8 pin	L. 200
14 pin	L. 200
18 pin	L. 200
24 pin	L. 1.000
28 pin	L. 1.000
40 pin	L. 1.000
Pin multi-x	L. 15

OPTO

8 pin	L. 1.800
14 pin	L. 1.800
18 pin	L. 1.800
24 pin	L. 1.800
28 pin	L. 1.800
40 pin	L. 1.800
Pin multi-x	L. 500

Richiedere il nuovo
Catalogo Generale
1978 - 1979

- 15.000 articoli e relativi dati tecnici
- centinaia di kits proposti dalle migliori riviste italiane ed estere.

TAGLIANDO PER RICHIEDERE CATALOGO CONDENSATC L'INVIO DI L. 500 IN FRANCO

nome _____
cognome _____
via _____
cap _____ città _____
telefono _____
firma _____

CONTIENE: BUONO SCONTI TITOLARE - BUONO PER CIZIONE CATALOGO GENERALE CON CARATTERISTICHE DEI BUONO SCONTI PER LO S

NUOVI KIT COLORE 22" IN LINEA
OFFERTA LANCIO: 2.400.000

Monitor da 12"
L. 190.000

Monitor M121 - M125

TELECAMERA PER CIVILI E INDUSTRIA
L. 190.000

TELECAMERA PER CIVILI E INDUSTRIA
L. 190.000

MODULI NATIONAL

MA 1012 0,5" Led Radio Clock completi di
trasformatore, 2 interruttori, 4 pulsanti
L. 21.000

MA 1010 0,3" Led Radio Clock completi di
trasformatore, 2 interruttori, 4 pulsanti
L. 25.000

MA 1013 0,7" Led Radio Clock completi di tra-
sformatore, pulsanti e interuttore
L. 21.000

MA 1023 completo di trasformatore
e interuttore
L. 21.000

PORTASALDATORE
MOD. PSP-11
L. 5.900

DIP SWITCH

ALTA FEDELITA'

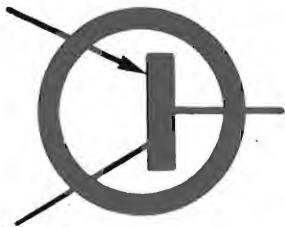
TELECAMERA

TELECAMERA

37100 VERONA - VIA TOMBETTA, 35/a - TEL. 582.633.

NUOVA GESTIONE

ELETRONICI



GIA' INTRODOTTI TEORICO-PRATICO

a cura di Gianosvaldo Fadin

TTL

1.1 - Impedenze di ingresso e di uscita

Impedenza di ingresso

$V_{in} > 2$ Volt : Alta Impedenza

$-0,5 < V_{in} < +1$: 4K

$V_{in} < -0,5$ Impedenza molto bassa

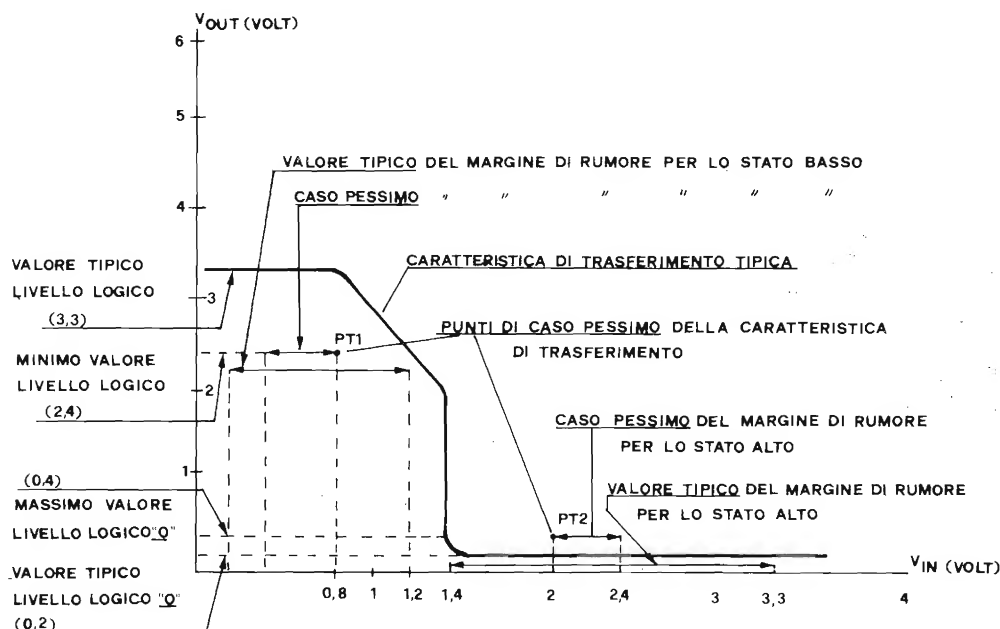
Nota: E' consentito applicare ad una porta TTL una V_{in} negativa solo nel caso che la porta possieda i diodi CLAMP sugli ingressi.

Impedenza di uscita

Stato basso - Bassa impedenza ($\approx 8\Omega$)

Stato alto - Bassa impedenza ($\approx 30\Omega$, il valore varia con il tipo di stadio di uscita usato).

Nota: Come si vede dal grafico in casi di uscita sovraccarica i transistori di uscita non riescono a rimanere in saturazione: si ha anche possibilità di distruzione dal dispositivo, data l'alta potenza di dissipazione.



	TTL N-H	TTL LP	TTL S
Valore massimo della tensione con uscita BASSA-VOL max	0,4	0,3	0,5
Valore minimo della tensione con uscita ALTA-VOH min.	2,4	2,4	2,5
Valore massimo della tensione con ingresso BASSO-VIL max	0,8	0,7	0,8
Valore minimo della tensione con ingresso ALTO-VIH min	2,0	2,0	2,0

N - Normale; H - Alta velocità; LP - Low Power; S - Schottky.

1.2 - Livelli di tensione all'ingresso e all'uscita

La tabella riporta i valori limite garantiti nelle condizioni peggiori di temperatura e alimentazione.

Nota 1 - V_{ol} , V_{oh} sono valori forniti dall'uscita: V_{il} , V_{ih} sono valori da applicare agli ingressi per avere corretti valori in uscita.

Nota 2 - La tabella usa come unità di misura il Volt. Il coefficiente di temperatura per V_{on} , V_{il} , V_{in} vale circa $-4mV/^{\circ}C$.

1.3 - Correnti in ingresso e in uscita

I_{il} = Corrente che esce dall'ingresso in condizioni di livello BASSO (max 0,4 Volt) - valore tipico 1,6 mA (per TTL N ed H).

I_{ih} = Corrente che entra nell'ingresso in condizioni di livello ALTO (2,0 Volt)

tale corrente è la corrente di LEAKAGE della giunzione E/C dal transistor di ingresso - valore tipico $40 \mu A$ (per TTL N ed H).

I_{OH} = Corrente che entra nell'uscita senza che venga superato $V_{OL\ max}$ - valore tipico $16\ mA$ (per TTL N ed H).
 I_{OH} = Corrente fornita dall'uscita senza scendere al disotto di $V_{ON\ min}$ - Valore tipico $800 \mu A$ (per TTL N ed H).

1.4 - FAN-IN FAN-OUT

Per semplificare le regole di interconnessione e le specifiche fornite dal costruttore, le correnti precedentemente trattate sono state normalizzate facendo uso della unità di carico TTL (U.L.).

Stato alto 1 U.L. = $40 \mu A$

Stato basso 1 U.L. = $1,6\ mA$

Si definisce ingresso TTL STANDARD un ingresso che sia caratterizzato sia nello stato ALTO sia nello stato BASSO da $I_{IS} = 1\ U.L.$

$$FAN-OUT = \frac{I_O}{I_{IS}}$$

dove:

I_{IN} = corrente relativa all'ingresso con STANDARD.

I_O = corrente relativa all'uscita considerata.

Il FAN-OUT è il numero di ingressi standard che può pilotare una uscita TTL.

$$FAN-IN = \frac{I_{IN}}{I_{IS}}$$

dove:

I_{IN} = corrente relativa all'ingresso considerato

I_{IS} = corrente relativa all'ingresso STANDARD

Il FAN-IN è il numero di ingressi standard a cui corrisponde l'ingresso considerato.

L'interconnessione tra una uscita e più ingressi è corretta quando il FAN-Out dell'uscita è \geq alla somma dei FAN-IN degli ingressi ad essa collegati.

1.5 - Limitazioni relative alla alimentazione e alla temperatura

Valore nominale di alimentazione + 5 Volt

Le caratteristiche stabilite dalle norme COMMERCIALI sono garantite se:

$$V_{CC} = 5\ Volt \pm 5\%$$

CAMPO TEMPERATURA AMBIENTE = $0 \div 70\ ^\circ C$

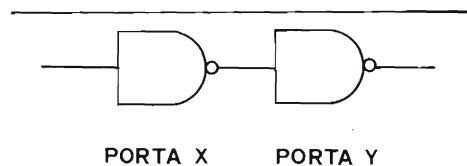
Le caratteristiche stabilite dalle norme MILITARI sono garantite se:

$$V_{CC} = 5\ Volt \pm 10\%$$

CAMPO TEMPERATURA AMBIENTE = $-55 \div +125\ ^\circ C$

1.6 - Margine di rumore

$$V_{NR} = V_{OUTX} - V_{INY}$$



dove:

V_{NR} = margine di rumore.

V_{OUTX} = tensione in uscita dalla porta X

V_{INY} = tensione in ingresso alla porta Y in grado di garantire all'uscita il livello corretto richiesto.

CARATTERISTICA DI TRASFERIMENTO TIPICA DI UNA PORTA TTL

Nota: tali valori sono da considerarsi validi per una porta avente la caratteri-

stica di trasferimento tipica.

In tabella sono riportati i livelli logici nelle condizioni peggiori ammesse dai quali si possono ricavare i seguenti margini di rumore DC nel caso peggiore:

$$V_{NRH} = 400\ mV;$$

$$V_{NRL} = 400\ mV\ per\ TTL\ 74,\ 74H$$

$$V_{NRH} = 700\ mV;$$

$$V_{NRL} = 300\ mV\ per\ TTL\ 74S.$$

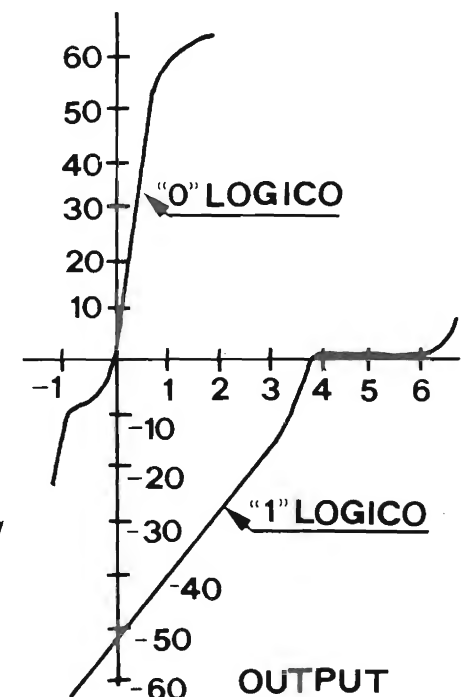
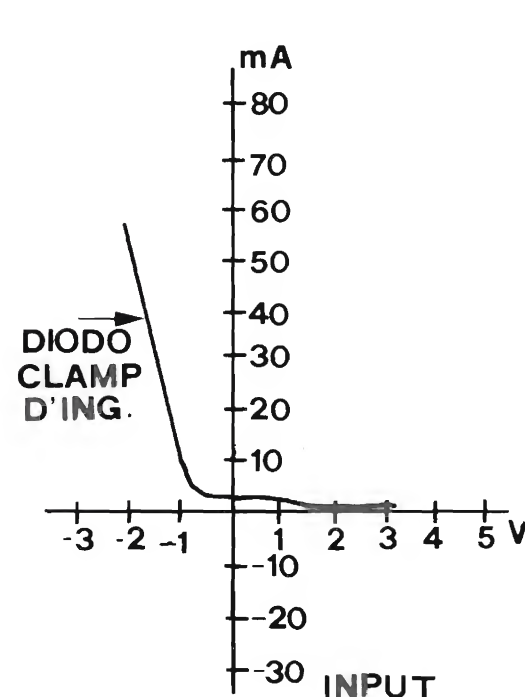
1.7 - Caratteristiche TTL

Considerazioni sull'impiego in sistemi fisici

74 L	45 cm
74 N	45 cm
74 H	23 cm
74 S	18 cm

Interconnessioni su C.S.

La tabella riporta la lunghezza massima accettabile per una pista di c.s. di interconnessione tra una USCITA e un INGRESSO considerando di utilizzare



	74/54 74H/54H	74L/54L	74S	54S
Von	2,4	2,4	2,5	2,7
Vol	0,4	0,3	0,5	0,5
Vin	2,0	2,0	2,0	2,0
Vil	0,8	0,7	0,8	0,8

il supporto in vetroresina epossidica con $E_r = 4,7$.

Conessioni di maggiore lunghezza possono comportare riflessioni e risonanze che degradano le caratteristiche del sistema.

1.8 - Disaccoppiamento

Su ogni C.S. debbono essere utilizzate capacità di disaccoppiamento per l'alimentazione. Tali capacità, che debbono presentare eccellenti caratteristiche R.F., hanno un valore compreso tra $0,01 \div 0,1 \mu F$.

E' opportuno che i reofori siano più corti possibile.

Il rapporto numerico consigliato è il seguente:

1 - Condensatore ogni 5 + 10 I.C. TTL tipo N

1 - Condensatore ogni 5 I.C. TTL tipo H-S.

1 - Condensatore ogni circuito di tipo bistabile.

E' consigliabile inoltre un condensatore al TANTALIO da $2 \div 20 \mu F$ per ogni circuito stampato.

1.9 - Distribuzione alimentazione

E' opportuno che la tensione di alimentazione e il relativo ritorno, siano distribuite con una linea BUS o ancor meglio con piani di alimentazione (MULTILAYER). I loop di alimentazione sono da eliminare a meno che non approssimino i piani di alimentazione.

Ingressi non utilizzati

Non è consigliabile lasciare non connessi gli ingressi inutilizzati, poiché, se pur tali ingressi si portino spontaneamente a LIVELLO 1, essi sono una ottima antenna per i disturbi (vedi nota 2).

Poche centinaia di millivolt sono sufficienti per causare, a torto, la com-

mutazione in una porta lasciata con l'ingresso FLOTTANTE.

Le soluzioni sono:

- Connettere gli ingressi non usati e ingressi usati della stessa porta (cioè varia solo il FAN-IN a livello ALTO lasciando inalterato quello a livello BASSO).
- Connettere gli ingressi non usati alla MASSA o a V_{CC} a seconda delle necessità circuitali ricordando che è possibile collegare direttamente gli ingressi a MASSA, mentre è utile usare una resistenza limitatrice verso V_{CC} (1K permette di collegare 50 ingressi standard).
- Connettere gli ingressi all'uscita di una porta non usata e forzata permanentemente a livello ALTO.

Nota 1: E' consigliabile forzare sempre a livello ALTO le porte NON USATE per diminuire la dissipazione.

Nota 2: Il fatto di dover lasciare un ingresso flottante dipende dal tipo di porta. Es:



0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Se lascio un ingresso flottante (cioè a "1") l'uscita sarà sempre zero qualunque sia l'altro ingresso.

UK 11W



SIRENA ELETTRONICA DI ELEVATA POTENZA E RIDOTTO CONSUMO UK 11 W

Circuito elettronico completamente transistorizzato con impiego di circuiti integrati.

Protezione contro l'inversione di polarità.

Facilità di installazione grazie ad uno speciale supporto ad innesto.

Adatta per impianti antifurto - antincendio - segnalazioni su imbarcazioni o unità mobile e ovunque occorra un avvisatore di elevata resa acustica.

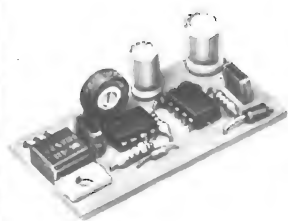


CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione: 12 Vc.c.
Resa acustica: > 100 dB/m
Absorbimento: 500 mA max
Dimensioni: Ø 131 x 65

Kuriuskit

SIRENA ELETTRONICA BITONALE KS 370



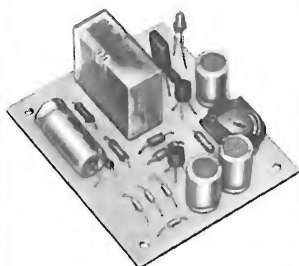
Per tutti i sistemi di allarme un'avvisatore di grande efficacia e di basso consumo, nettamente superiore alle sirene rotative adottate in generale.

Cadenza regolabile della ripetizione dei due toni.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione: 12 Vc.c.
Resa acustica: > 100 dBm
Impedenza altoparlante: 4-8Ω
Potenza altoparlante: 10-6 W
Ideato specialmente per corredare gli allarmi antifurto adibiti alla difesa di abitazioni, negozi, ecc. questo circuito può essere tranquillamente usato per sistemi di antifurto per automobili grazie alla grande potenza sonora ed al suono inconfondibile rispetto alla rumorosità ambiente.

STEREO SPEAKER PROTECTOR KS 380



Per la protezione degli stadi finali dei vostri amplificatori stereo ad accoppiamento diretto del carico.

Interviene con estrema rapidità in seguito a sovraccarico, disconnettendo le casse acustiche senza permettere la bruciatura dei transistori finali o le bobine degli altoparlanti.

Ritardo di intervento regolabile.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione: 20-30 Vc.c.
Assorbimento (a 24 Vc.c.): 28 mA
Ritardo d'intervento: regolabile da 3 a 10 s

OROLOGIO DIGITALE KS 401



Un unico modulo racchiude un semplicissimo orologio digitale di precisione ed una comodissima sveglia.

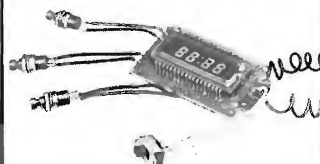
Normalmente si ha la visualizzazione delle ore e dei minuti, ma premendo un tasto si possono vedere i minuti e i secondi.

L'intensità luminosa dei LED è attenuabile

CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione: 220 Vc.c.
Frequenza di rete: 50 Hz

OROLOGIO DIGITALE PER AUTO KS 410



La misura del tempo in modo completamente elettronico, con la precisione elevatissima del quarzo, con la chiarezza di lettura del display digitale è un lungo passo in avanti verso le tecniche del futuro. Con questo kit ognuno è in grado di costruirsi con poca spesa un indispensabile accessorio, l'orologio, da montare su qualsiasi mezzo di locomozione, come automobili, autocarri, motoscafi, ecc.

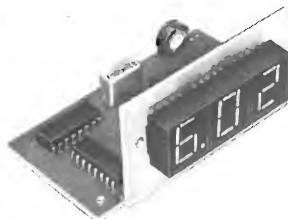
Applicabile a strumenti od apparecchiature in cui sia utile il rilevamento dell'ora.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione: 12-24 Vc.c.
Minima tensione di funzionamento: 9 Vc.c.
Base dei tempi: quarzata 2,097152 MHz
Consumo a display spento: 50-75 mW
Consumo a display acceso (luminosità ridotta): 1,25-1,4 W
Consumo a display acceso (luminosità massima): 1,3-1,5 W
Precisione (con variazione della temperatura da -25 a +65 °C): ± 2 sec/giorno
Luminosità display: 200-400 foot lambert

Kuriuskit

VOLTMETRO DIGITALE DA PANNELLO PER c.c. KS 420



La tecnica digitale, che offre elevata precisione e chiarezza di lettura, è alla base di questo eccellente voltmetro a tre cifre per tensioni continue dal minimo di 1 mV al massimo di 999 V.

La disposizione del circuito ne permette la collocazione in qualunque unità di misura, in sostituzione del tradizionale strumento da pannello.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione: 9 Vc.c.
Assorbimento: 120 mA
Portata senza divisore: 0-999 Vc.c.
Portate con divisori: 0-9,99 Vc.c.
0-99,9 Vc.c.
0-999 Vc.c.

TERMO - OROLOGIO KS 430



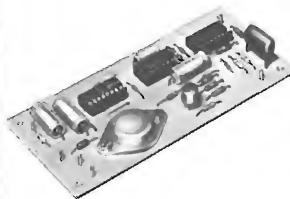
Un comodo orologio digitale ed un preciso termometro digitale con lo stesso circuito.

Applicabile per svariati usi: orologio, sveglia, orologio da tavolo, orologio da pannello per strumenti, termometro ambiente.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione: dalla rete 220 Vc.c. 50/60 Hz
Funzionamento orologio: 24 o 12 h
Funzionamento termometro: temperatura ambiente 0-40°
Possibilità di lettura in gradi centigradi o in FAHRENHEIT

ANTIFURTO PER MOTO KS 450



Questo antifurto sensibile alle vibrazioni proteggerà la Vostra moto, caravan o motoscafo dai tentativi di furto.

Al primo tentativo non vi è alcun allarme, ma solo un "all'erta".

Al secondo tentativo vi è un preallarme di breve durata.

Al terzo tentativo vi è un allarme di lunga durata.

Si ha così una efficace protezione sensibile agli allarmi ma praticamente inerte alle cause accidentali. Il consumo durante la fase di attesa è ridottissimo e non scarica quindi la batteria del mezzo protetto.

CARATTERISTICHE PRINCIPALI

Tensione di funzionamento: 6-15 Vc.c.
Corrente assorbita (in assenza di allarme): 20 µA
Tempo di guardia iniziale: 20 secondi
Tempo di preallarme: 10 secondi
Tempo di allarme: 30 secondi
Sensore di ingresso: contatto meccanico in chiusura
Segnale di uscita: contatto elettronico di massa
Corrente massima di uscita (avvisatore): 1 A cc

TESTER KS 460



Strumento a smorzamento nucleo magnetico schermato.

Protezione contro i sovraccarichi.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Sensibilità c.c.: 20.000 Ω V
c.a.: 9.000 Ω V
6 campi di misura e 40 portate
Tensioni c.c.: 500 mV-2,5 V-50 V-250 V-500 V-1000 V
Tensioni c.a.: 10 V-50 V-250 V-500 V-1000 V
Corrente c.c.: 0,05 mA - 25 mA - 250 mA
Resistenza Ω: x 1 x 10 x 100
Decibels dB: -20 ~ +22 dB
Dimensioni: 130 x 90 x 52

10 kHz



ESPERTI TEORIA

a cura di G. Capitani

IMPIANTI COLLETTIVI DI ANTENNA

All'inizio delle trasmissioni televisive, gli utenti erano pochissimi, quindi chi acquistava il televisore provvedeva anche alla installazione della propria antenna. Oggi gli utenti si sono moltiplicati al punto che in ogni famiglia c'è uno o più televisori. Alla luce della nuova realtà, in fabbricati dove ci sono molte famiglie, non conviene più installare l'antenna singola, perché si formerebbero sui tetti delle selve di antenne che oltre ad essere antiestetiche, si influenzerebbero negativamente a vicenda.

La soluzione più conveniente allora è l'antenna collettiva, con la quale gli utenti sono meglio serviti con una minor spesa. L'antenna collettiva presenta nella sua installazione delle difficoltà maggiori, però se viene effettuata da tecnici competenti, e con una strumentazione appropriata tali difficoltà vengono facilmente superate.

Per la sua corretta realizzazione possono valere le seguenti considerazioni pratiche.

Antenne

Per la ricezione di ogni programma televisivo, è sufficiente una sola antenna, salvo casi particolari in cui è necessario mettere in opera due antenne opportunamente accoppiate. Nelle bande quarta e quinta è possibile usare una sola antenna a larga banda per la ricezione di più canali.

Stabilito il numero di antenne che si vogliono installare (ciò dipende dai canali ricevibili) esse vengono fissate provvisoriamente ad un palo di sostegno alla distanza minima di un metro una dall'altra. Prima del fissaggio definitivo si deve misurare l'intensità del segnale mediante un misuratore di campo per verificare l'esatto orientamento, e la purezza del segnale tramite lo stesso misuratore se provvisto di monitor o con un televisore; questa seconda operazione è indispensabile nelle zone dove si sospetta la presenza di segnali riflessi. Le antenne debbono

essere ad elevato guadagno con un forte rapporto avanti/dietro, e possibilmente in ottica col trasmettitore.

Se il sostegno (palo) è oltre tre metri fuori dal tetto, o anche meno in zone particolarmente ventose, si deve provvedere al suo ancoraggio, mediante almeno tre "cavi controvento" disposti a 120° fra di loro, e fissati saldamente a parti murarie: non sono adatti a questo scopo camini, grondaie ecc.

Il complesso di antenne ed il palo di sostegno vanno collegati a terra tramite un conduttore di rame della sezione di 10 mm² se in vista e di 16 mm² se in tubo di protezione. Il conduttore deve essere il più corto possibile, non presentare piegature ad angolo vivo e ancoraggi a materiale infiammabile.

Effettuata l'operazione suddetta, si provvede a collegare tramite cavo coassiale le singole antenne al centralino, per il quale si deve scegliere un locale il più vicino possibile alle antenne ed in posizione centrale rispetto al fabbricato. La collocazione deve avvenire in un luogo asciutto, ben ventilato e lontano da sorgenti di calore: non è permesso usare a tale scopo il locale macchine dell'ascensore.

Il centralino è formato dall'insieme degli amplificatori, alimentatori, miscelatori e partitori di segnali per le colonne di discesa. Tutto questo complesso deve essere collegato elettricamente a terra: si può usare a tale scopo la terra dell'antenna.

Amplificatori

Sono preferibili amplificatori ad un solo canale, perché quelli a larga banda, oltre ad avere un maggior rumore, presentano spesso fenomeni di intermodulazione molto dannosa specialmente nelle ricezioni a colori. Il guadagno che essi debbono presentare dipende dal numero di prese e dall'intensità del segnale di entrata.

Le norme in vigore stabiliscono che per tutte le prese, il segnale di ogni canale non deve essere inferiore a 1000 μV e superiore a 15 mV misurati su

75 Ohm. Si ricordi che se il segnale è misurato su una impedenza caratteristica di 300 Ohm il suo valore deve essere il doppio.

E' preferibile usare amplificatori muniti di C.A.G. per avere in uscita segnali di ampiezza costante anche se all'entrata il segnale cambia di intensità. Si evitano così fenomeni di intermodulazione dovuti ad un eccessivo segnale di uscita.

Quando i canali ricevuti sono due o più si deve effettuare l'equalizzazione degli stessi per fare in modo che alle singole prese tutti i canali ricevuti abbiano la stessa intensità. A tale scopo alcuni amplificatori presentano degli attenuatori manuali, che vanno tarati per uguali segnali di uscita.

La soluzione ottimale si ottiene usando un preamplificatore munito di C A G con in cascata un amplificatore di potenza munito di controllo manuale. Con questo accorgimento gli utenti hanno un segnale costante su tutti i canali anche al variare dei segnali di entrata.

Colonne di discesa

Esse sono realizzate con cavo coassiale (75 Ohm) avente delle perdite non superiori a 18 dB per 100 metri di lunghezza misurata alla frequenza di 500 MHz. Il cavo coassiale si compone di due conduttori concentrici; quello esterno a "calza schermante" viene sempre collegato a massa tramite un cavallotto.

Nell'effettuare questa operazione, non bisogna stringere troppo la vite di fissaggio perché l'ovalizzazione del cavo determina un indesiderato cambiamento di impedenza caratteristica.

Il conduttore interno fa sempre capo ad un morsetto serrafilo.

Alcuni cavi in commercio hanno il conduttore interno smaltato: in questo caso bisogna togliere accuratamente lo smalto per non avere perdite inutili di segnale. Il conduttore di antenna pur essendo schermato va tenuto lontano da linee elettriche; se l'impianto è sottotraccia i tubi destinati a contenere i

cavi non vanno utilizzati per il percorso di altri conduttori. Ricordarsi che le norme vigenti non permettono per le discese di antenna l'uso del vano ascensore.

I tipi di distribuzione alle varie prese possono essere a "catena" Fig. 55a e a nodi Fig. 55b-c. La distribuzione a catena è realizzabile quando sono disponibili appartamenti uguali e sovrapposti in modo che le prese siano collegabili con canalizzazioni verticali. La distribuzione a nodi invece è realizzabile quando la discesa si trova nel vano scale.

Nella distribuzione a catena Fig. 55a le prese intermedie presentano un'uscita passante con attenuazione di circa 1,5 db, e un'uscita per la presa TV con attenuazione di 20 db; la separazione fra due utenze è in questo modo di 40 db sufficiente per evitare interferenze fra i vari apparecchi TV. Il terminale di linea è di tipo diverso dalle intermedie perché deve chiudere la linea sulla propria impedenza caratteristica.

Nella distribuzione a nodi Fig. 55b viene installata in corrispondenza di ogni piano una scatola di derivazione prevista per il passaggio della linea, più un numero di derivazioni pari al numero delle prese da servire con una attenuazione di 20 db. La scatola di derivazione terminale deve essere chiusa su una resistenza di appropriato valore per non perdere l'adattamento di impedenza.

In entrambi i casi l'attenuazione fra la presa meglio servita (15 mV) e quella con maggior attenuazione (1 mV) non deve superare i 23 db.

Esempio numerico

Allo scopo di chiarire meglio la progettazione di un impianto di antenna comune a molti utenti vediamo l'esempio che segue.

Si debba progettare un impianto costituito da 24 prese distribuite su quattro colonne da sei prese ciascuna Fig. 56; la banda da ricevere sia la quarta; il cavo di discesa abbia per queste frequenze una attenuazione di 18 db per 100 metri; la presa meno favorita (F) debba avere 2000 μ V.

Calcoliamo l'attenuazione fra l'uscita del centralino e la prima presa (A).

— Attenuazione del cavo	
$20 \times 0,18 =$	3,6 dB
— attenuazione di uscita	20,0 dB
— attenuazione 1/2 passaggio	0,75 dB
Totale	24,35 dB

Calcoliamo l'attenuazione fra l'uscita

del centralino e l'ultima presa (F).

— Attenuazione dovuta al cavo $45 \times 0,18 =$	8,10 dB
— attenuazione di uscita	20,00 dB
— attenuazione di passaggio $1,5 \times 5 =$	7,50 dB
— attenuazione 1/2 passaggio (F)	0,75 dB

Totale 36,35 dB

La differenza fra l'attenuazione fra la prima presa e l'ultima è di $36,35 - 24,35 = 12$ dB che rientra abbondante-

mente nella massima differenza concessa (23 db).

Poiché 36,35 db equivalgono a circa 66 volte mentre 24,35 db a 16,5 volte, il centralino deve fornire un segnale massimo di $16,5 \times 15 = 247,5$ mV ed un segnale minimo di $2 \times 66 = 132$ mV. Se all'entrata dell'amplificatore abbiamo a disposizione un segnale di 1 mV il guadagno minimo del centralino deve essere di 132 volte pari a 42,5 db. In pratica tale guadagno viene aumentato di qualche db, così per l'esempio si può assumere un valore di 45 db.

Fig. 55

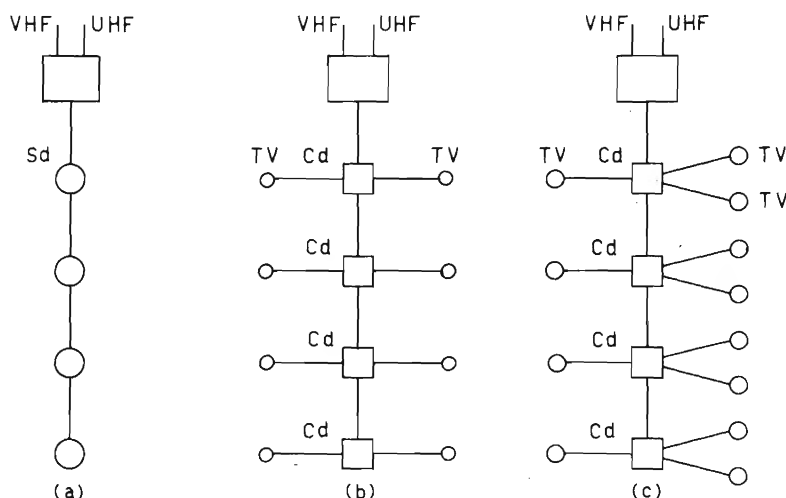
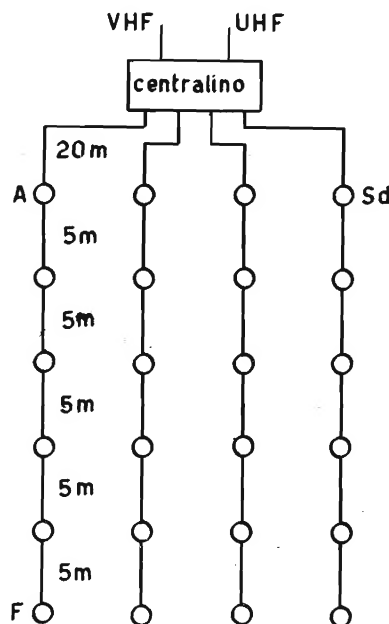
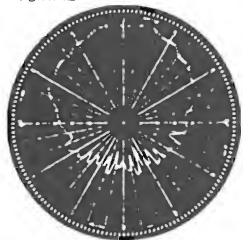


Fig. 56



10kHz



ESPERTI AGGIORNAMENTO

a cura di A. Piperno

Corso pratico di montaggio di un televisore a colori

2-Fine

Resta da dire che nel sistema PAL la sua fase rispetto a quella del Burst del sistema NTSC varia da $+45^\circ$ a -45° in sincronismo con l'inversione della fase del segnale Fv. Questo fatto occorre ricordarlo molto bene perché consente al Burst di svolgere il compito di sincronizzare la commutazione del commutatore PAL. Il Burst in definitiva svolge ben quattro funzioni:

- regola l'amplificazione dell'amplificatore di cromaticanza;
- sopprime all'occorrenza il colore automaticamente;
- regola la frequenza dell'oscillatore della portante di riferimento;
- sincronizza la frequenza di commutazione del commutatore PAL; a tutto questo provvede lo stadio separatore amplificatore del Burst.

Vediamo prima di tutto come separare il Burst dal segnale F. Sappiamo che sia il Burst che il segnale F sono allineati sulla stessa linea zero e sfalsati nel tempo; occorrerà quindi differenziare il livello della linea zero delle oscillazioni del Burst esattamente nell'istante in cui il Burst si presenta ad un circuito "porta" e per la durata che comprenda i $2,8\mu\text{S}$ di oscillazione del Burst, in tal modo il circuito porta consentirà il passaggio e l'amplificazione soltanto del Burst. Il mezzo più facile e più sbrigativo di differenziare il livello zero è quello di sfruttare l'impulso di ritorno di riga opportunamente elaborato.

Una volta separato il Burst servirà direttamente a generare la tensione di regolazione dell'amplificatore di cromaticanza ed amplificato convenientemente verrà portato al comparatore di fase che qui rappresenteremo disposto prima di ogni dispositivo ausiliario ma

che in pratica potrebbe essere unico per tutti gli stadi. In questo comparatore di fase avviene il confronto tra la fase del Burst e quella dell'oscillatore della sottoportante di riferimento, dal

confronto ne scaturirà:

- Una tensione continua di livello variabile che piloterà il *soppressore del colore* (Figura 11).
- Una tensione continua che regolerà la frequenza dell'oscillatore della sottoportante di riferimento (Figura 12).
- Un segnale alternato che tramite il circuito di identificazione sincronizzerà la commutazione PAL (Figura 13).

Fig. 12

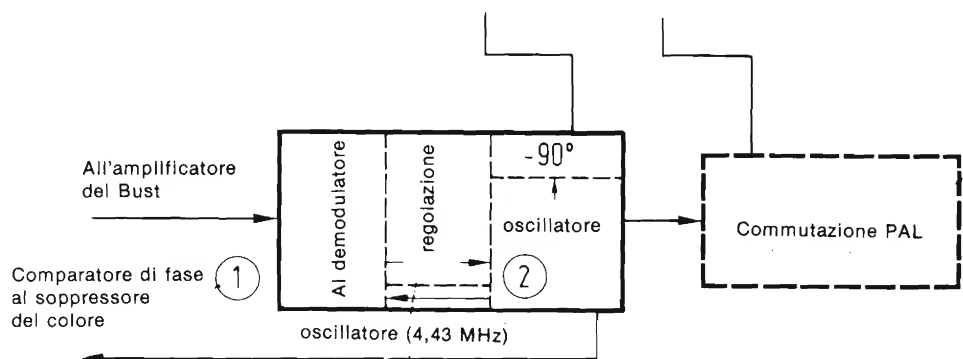
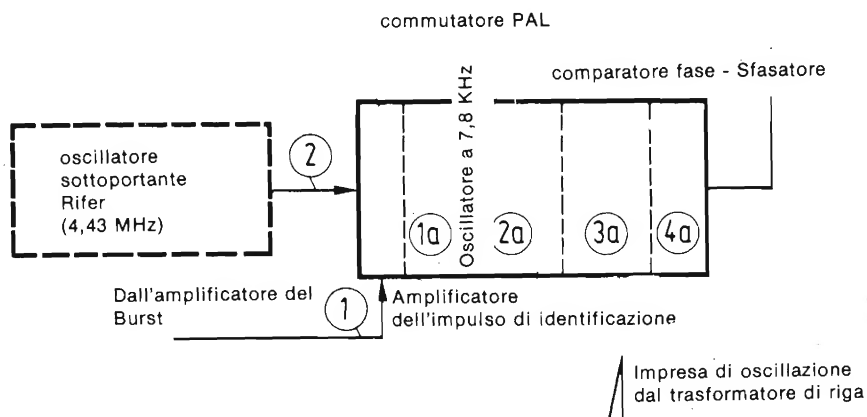


Fig. 13



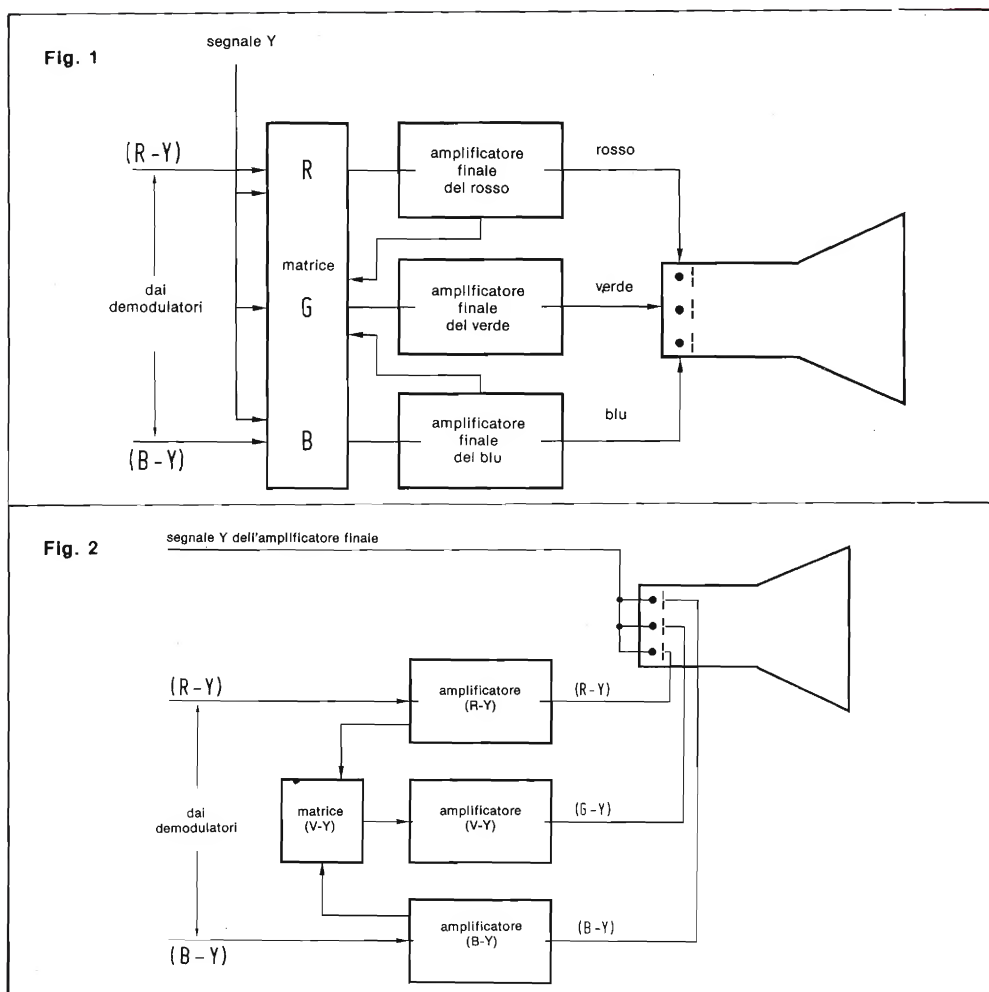
DESCRIZIONE DELLA PARTE COLORE

(Decodificatore, matrice e finali)

Riprendiamo un momento in esame gli stadi ausiliari del decodificatore, vale a dire, il comparatore di fase, il killer, l'oscillatore della sottoportante di riferimento, il commutatore PAL e rivediamone il funzionamento d'insieme. Il comparatore di fase, vero e proprio cervello coordinatore di questi dispositivi, avuto dallo stadio separatore amplificatore del burst, sua parte integrante, un treno di oscillazioni della durata di 2,8 microsecondi identiche in frequenza e fase a quelle della sottoportante di crominanza (segnale di sincronismo del colore), esegue un confronto di fase, ovviamente soltanto per quel breve attimo in cui lo ha a disposizione, con l'oscillazione continua nel tempo ricavata da un "ritorno" dell'uscita dello stadio oscillatore della sottoportante di riferimento. Da questo confronto operato con un procedimento analogo a quello della rivelazione nei ricevitori radio FM ben nota come "rivelazione a rapporto", trasforma le variazioni di fase via, via riscontrate tra le due oscillazioni in variazioni di ampiezza che vengono sfruttate per controllare sia l'oscillatore della sottoportante di riferimento a 4,43 MHz che deve ripristinare la sottoportante di crominanza soppressa in trasmissione, sia il commutatore PAL che deve operare l'inversione di fase del segnale F_v in sincronia con il commutatore PAL dell'emittente. Questi due "controlli" sono indispensabili per il corretto funzionamento dei "demodulatori sincroni" che devono rivelare i due segnali $B-Y$ ed $R-Y$. I due controlli operano entrambi sulla sottoportante di riferimento: nel primo caso, come variazione di tensione applicata allo stadio di reattanza connesso all'oscillatore della sottoportante di riferimento, opera una correzione di frequenza per mantenerlo in sincronismo, nel secondo caso, sfruttando l'alternanza di fase del burst applicata in trasmissione, innesca un dispositivo chiamato "oscillatore PAL" che oscilla a 7,8 KHz e determina un impulso di "identificazione" che sblocca all'istante giusto il multivibratore bistabile (flip-flop) che comanda il commutatore PAL per cui l'inversione di fase viene applicata sulla sottoportante di riferimento in perfetta sincronia con quella dell'emittente.

Lo stadio matrice

I due segnali rivelati dai rispettivi de-



modulatori sincroni sono i segnali "differenza di colore" $B-Y$ ed $R-Y$. Per ottenere l'informazione cromatica completa ora occorre provvedere a rigenerare il terzo segnale differenza di colore cioè $V-Y$, quindi procedere alla loro trasformazione nei segnali R , V , B che costituiscono la "pennellata di colore" dell'informazione video. A questo provvede lo stadio matrice. A questo punto occorre distinguere se si tratta di pilotaggio del cinescopio con R , V , B oppure con segnali a differenza di colore.

Nel primo caso dallo stadio matrice usciranno proprio i segnali R , V , B che verranno applicati, previa opportuna amplificazione tramite tre stadi finali di potenza, ai tre catodi separati del cinescopio; nel secondo caso lo stadio matrice si limiterà a ricavare il terzo segnale differenza di colore $V-Y$; i tre segnali differenza di colore saranno applicati separatamente alle griglie di controllo, relative mentre il segnale Y , tramite stadio finale di potenza, verrà applicato contemporaneamente ai tre catodi collegati in parallelo. In tal modo l'operazione di "matrizzazione" verrà completata all'interno del cinescopio. Nei televisori dell'ultima generazione lo stadio matrice è costituito

da un circuito integrato.

Stadi finali di potenza

Hanno lo scopo di consentire alle variazioni di tensione (segnali) applicate agli elettrodi di controllo di componenti attivi (transistori di potenza), previa amplificazione e trasformazione in variazioni di corrente, di immettersi nelle correnti di fascio dei rispettivi cannoni ed influenzare (modulare) l'intensità dei pennelli elettronici relativi. I finali veri e propri, trattandosi normalmente di componenti ad elevata dissipazione, vengono provvisti di alette di raffreddamento (dissipatori) per consentire loro di disperdere il calore prodotto e mantenere la temperatura entro i limiti prescritti.

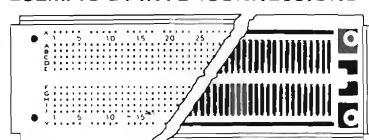
Questi amplificatori sono inoltre provvisti di regolatori per compensare il diverso rendimento dei trasduttori (fosfori) con variazioni di amplificazione differenziate. Questi regolatori vengono quindi impiegati razionalmente nel corso dell'operazione di messa a punto denominata "allineamento al bianco". La regolazione viene effettuata nello stadio pilota e non in quello finale vero e proprio.

Costruite il vostro prototipo sulle basette sperimentali



Serie EXP • Basette per esperimenti

ESEMPIO DI INTERCONNESSIONE

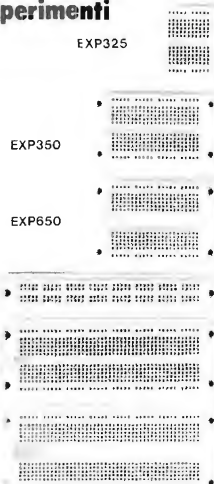


FRONTE

RETRO

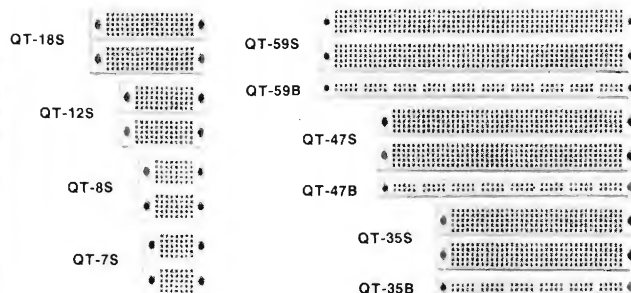


SISTEMA DI AGGANCIO
TRA DUE BASETTE

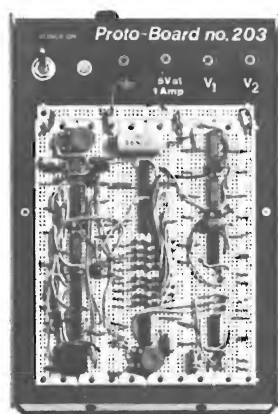


Modello	Codice GBC	Lunghezza mm	Larghezza mm	Prezzo
EXP300	SM/4350-00	152	53	L. 14.500
EXP600	SM/4375-00	152	61	L. 15.500
EXP350	SM/4400-00	91	53	L. 7.800
EXP650	SM/4425-00	91	61	L. 8.800
EXP325	SM/4450-00	48	53	L. 3.900
EXP4B	SM/4475-00	152	25	L. 5.900

Serie QT • Basette sperimentali rapide passo 2.54 mm



Modello	Codice GBC	Lunghezza mm	Terminali	Prezzo
QT-59S	SM/4150-00	165	118	L. 17.800
QT-47S	SM/4170-00	135	94	L. 14.000
QT-35S	SM/4190-00	104	70	L. 12.000
QT-18S	SM/4210-00	61	36	L. 6.700
QT-12S	SM/4230-00	46	24	L. 5.200
QT-8S	SM/4250-00	36	16	L. 4.600
QT-7S	SM/4270-00	36	14	L. 4.200
QT-59B	SM/4290-00	165	20	L. 3.500
QT-47B	SM/4310-00	135	16	L. 3.100
QT-35B	SM/4330-00	104	12	L. 2.800



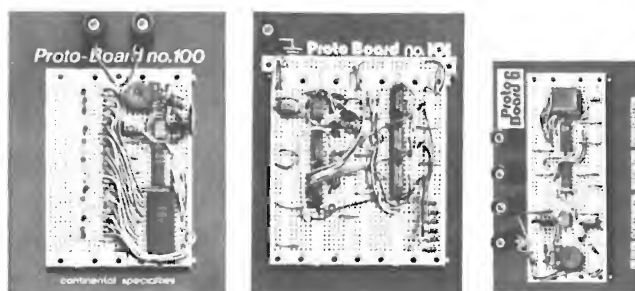
Serie PB Proto Board

Basette sperimentali con base, supporto e alimentatore

Modello	Codice GBC	Dimensioni mm	Punti di conness.	N di IC inseribili (14 pin)	N bas.	Tipo	Prezzo
PB-203	SM/4650-00	248x168x83	2250	24	3 4 1	QT-59S QT-59B QT-47B	L. 143.000
PB-203A	SM/4675-00	248x168x83	2250	24	3 4 1	QT-59S QT-59B QT-47B	L. 190.000

Serie PB Proto Board

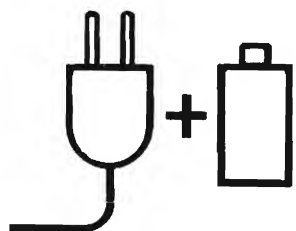
Basette sperimentali con base e supporto



Modello	Codice GBC	Dimensioni mm	Punti di conness.	N di IC inseribili (14 pin)	N bas.	Tipo	Prezzo
PB-6	SM/4500-00	152x102x36	630	6	2 1	QT-47B QT-47S	L. 22.500
PB-100	SM/4525-00	152x114x36	760	10	2 1	QT-35S QT-35B	L. 29.000
PB-101	SM/4550-00	152x114x36	940	10	2 4	QT-35S QT-35B	L. 42.000
PB-102	SM/4575-00	187x114x36	1240	12	2 3 1	QT-47S QT-47B QT-35B	L. 56.000
PB-103	SM/4600-00	229x152x36	2250	24	3 4 1	QT-59S QT-59B QT-47B	L. 84.500
PB-104	SM/4625-00	249x203x36	3060	32	4 7	QT-59S QT-59B	L. 112.000

DISTRIBUITI IN ITALIA DALLA GBC ITALIANA - VIALE MATTEOTTI, 66 - CINISELLO BALSAMO

PREZZI IVATI



KITS

ESERCITAZIONI DI MONTAGGIO

Controllo automatico di frequenza tipo FLIP

L'eccitatore E2 descritto nel numero precedente è in grado di fornire in antenna una potenza RF di circa 1 W, ma pur essendo molto stabile, non è certamente confrontabile alla stabilità ottenibile con un oscillatore quarzato. Questa importantissima funzione può venire svolta da due circuiti entrambi con riferimento a quarzo: FLLP o PLLM. Il primo (FLLP) aggancia l'oscillatore in frequenza; il secondo (PLLM) aggancia l'oscillatore in fase.

In questo numero descriveremo il primo tipo e approfitteremo anche per inserire lo schema a blocchi della catena trasmittente completa. Nella fig. 1 appare lo schema. L'eccitatore E2 controllato in frequenza dal FLLP (oppure dal PLLM) va a pilotare un amplificatore RF da circa 15W (BL15) il quale a sua volta può pilotare un finale di potenza da 60 W (BL 60) oppure un finale di potenza da 80W (BL 80). Le uscite RF a 60 W o a 80 W andranno poi connesse, con opportuni accorgimenti, all'antenna trasmittente. Ma vediamo in dettaglio lo schema del nostro FLLP.

Circuito elettrico

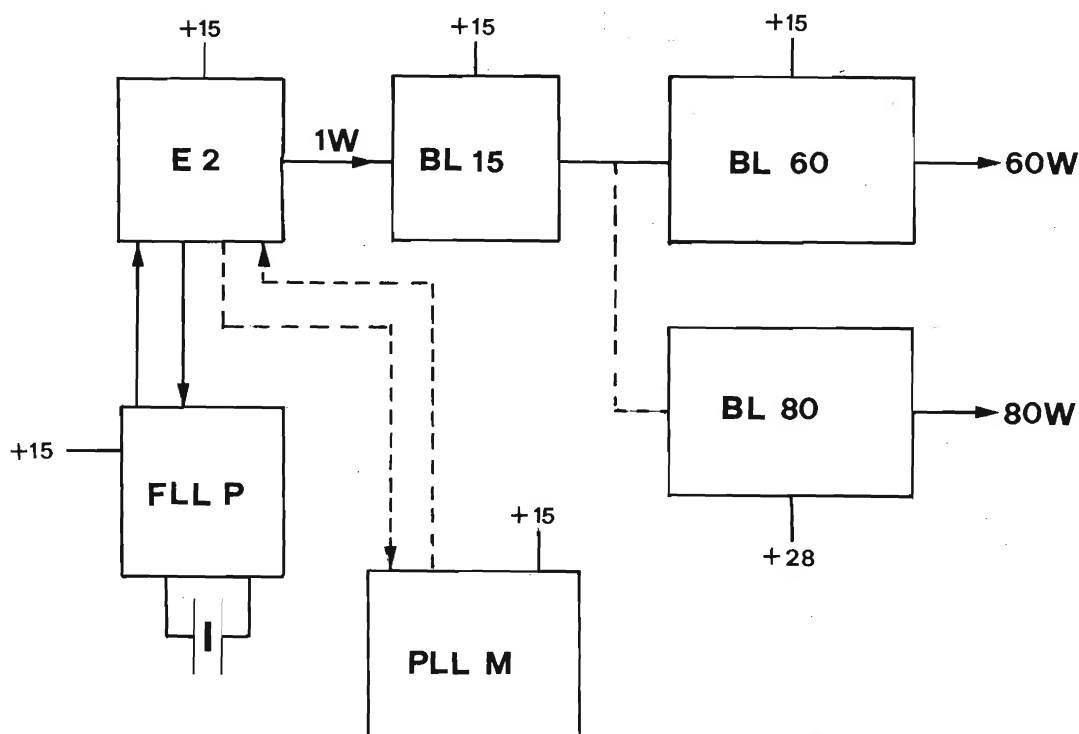
Il circuito FLLP (fig. 2) ha il compito di agganciare la frequenza dell'oscillatore quarzato (BF 374) di riferimento permettendo variazioni di frequenza dovute alla modulazione (veloci) ma impedendo le derive proprie dell'oscillatore. Il BF 374 costituisce, assieme al quarzo L_1 , C_1 , C_2 il circuito oscillatore.

L_2 invece, impedisce al quarzo di oscillare su frequenze indesiderate e allo stesso tempo impedisce all'oscillatore di oscillare in assenza del quarzo stesso. La cosa, infatti, sarebbe possibile in quanto il pilotaggio del quarzo è piuttosto "energico". Tramite un LINK si preleva la frequenza così generata e la si invia al pin 8 del mixer doppio bilanciato (CMI) della CIMARRON.

Al pin 1 di CM1, invece, entra una parte del segnale proveniente dal partitore resistivo di fig. 2. L'entrata (punto A) va collegata al pin 3 dell'eccitatore E2, l'uscita (punto B) va appunto al pin 1 del MIXER CM1.

All'uscita (pin 3 e 4) del CM1 abbiamo i segnali somma e differenza dell'oscillatore libero di E2 e dell'oscillatore quarzato di FLLP. Poiché quest'ultimo è fatto oscillare ad una frequenza più alta di 200 KHz rispetto a quella dell'oscillatore di E2 avremo, all'uscita di CM1, una F di 200 KHz.

Fig. 1



CA3011, CA3012

Wide-Band Amplifiers

FEATURES & APPLICATIONS

- exceptionally high amplifier gain: power gain at 4.5 MHz - 75 dB typ.
- excellent limiting characteristics - Input limiting voltage (knee) = 600 μ V typ. at 10.7 MHz
- wide frequency capability - 100 kHz to > 20 MHz
- supplied in the hermetic 10-lead TO-5 style package

ABSOLUTE-MAXIMUM VOLTAGE LIMITS AT $T_A = 25^\circ\text{C}$

Indicated voltage limits for each terminal can be applied under the specified voltage conditions for other terminals. All voltages are with respect to ground (Terminal 8).

NOTE: TERMINALS 6, 7, AND 9 OF RCA-CA3011 AND CA3012 ARE USED FOR INTERNAL CONNECTIONS. DO NOT APPLY VOLTAGES OR MAKE EXTERNAL CONNECTIONS TO THESE TERMINALS.

CA3011

TERMINAL	VOLTAGE LIMITS		VOLTAGE CONDITIONS AT OTHER TERMINALS						
			1	2	3	4	5	8	10
1	-3	+3	-	Same as 1	Do Not Apply External Voltage	+2.5 to +7.5	+7.5	Ground	+7.5
2	-3	+3	Same as 2	-		+2.5 to +7.5	+7.5	Ground	+7.5
3	-3	+3	-3 to +3	Same as 1		+2.5 to +7.5	+7.5	Ground	+7.5
4	+2.5	+7.5	-3 to +3	Same as 1		-	+7.5	Ground	+7.5
5	0	+10	-3 to +3	Same as 1		+2.5 to +7.5	-	Ground	+7.5
8	-3	+7.5	-3 to +3	Same as 1		+2.5 to +7.5	+7.5	Ground	+7.5
10	0	+10	-3 to +3	Same as 1		+2.5 to +7.5	+7.5	Ground	-
CASE	INTERNALLY CONNECTED TO TERMINAL NO.8 (GROUND TERMINAL)								

CA3012

TERMINAL	VOLTAGE LIMITS		VOLTAGE CONDITIONS AT OTHER TERMINALS						
			1	2	3	4	5	8	10
1	-3	+3	-	Same as 1	Do Not Apply External Voltage	+2.5 to +10	+10	Ground	+10
2	-3	+3	Same as 2	-		+2.5 to +10	+10	Ground	+10
3	-3	+3	-3 to +3	Same as 1		+2.5 to +10	+10	Ground	+10
4	+2.5	+10	-3 to +3	Same as 1		-	+10	Ground	+10
5	0	+13	-3 to +3	Same as 1		+2.5 to +10	-	Ground	+10
8	-3	+10	-3 to +3	Same as 1		+2.5 to +10	+10	Ground	+10
10	0	+13	-3 to +3	Same as 1		+2.5 to +10	+10	Ground	-
CASE	INTERNALLY CONNECTED TO TERMINAL NO.8 (GROUND TERMINAL)								

Example of Use of LIMITS TABLE:

OPERATING-TEMPERATURE RANGE -55 to +125°C
 STORAGE-TEMPERATURE RANGE -65 to +150°C
 LEAD TEMPERATURE (During Soldering):
 At distance 1/16 \pm 1/32 inch (1.59 \pm 0.79mm)
 from case for 10 seconds max. +265°C
 MAXIMUM INPUT-SIGNAL VOLTAGE:
 Between Terminals 1 and 2 \pm 3 V
 MAXIMUM DEVICE DISSIPATION 300 mW
 RECOMMENDED MINIMUM DC SUPPLY VOLTAGE (V_{CC}) ... 5.5 V

For RCA-3012, a maximum voltage of \pm 3 volts may be applied to Terminal 1 under the following conditions:
 Terminal 2 is at the same dc potential as Terminal 1
 Terminal 3: do not apply external voltage
 Terminal 4 is at any dc potential between +2.5 and +10 volts
 Terminal 5 is at a dc potential of +10 volts
 Terminals 6, 7, and 9 are at 0 dc potential (NOT USED)
 Terminal 8 is at dc ground potential
 Terminal 10 is at a dc potential of +10 volts

BLOCK DIAGRAM OF TYPICAL FM RECEIVER USING RCA-CA3011 OR CA3012 INTEGRATED CIRCUIT WIDE-BAND AMPLIFIER

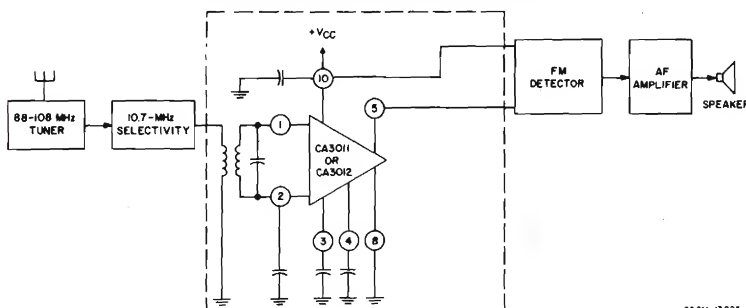


Fig. 4

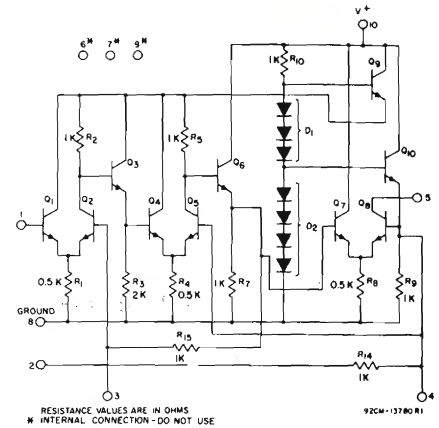


Fig. 1 - Schematic diagram for CA3011 and CA3012.

INPUT-IMPEDANCE COMPONENTS VS FREQUENCY

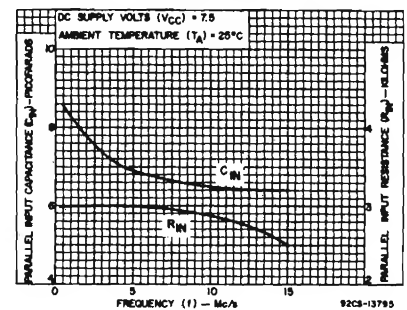


Fig. 2

OUTPUT-IMPEDANCE COMPONENTS VS FREQUENCY

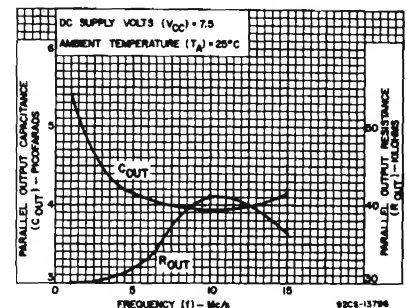


Fig. 3

VOLTAGE GAIN AND INPUT LIMITING VOLTAGE VS FREQUENCY

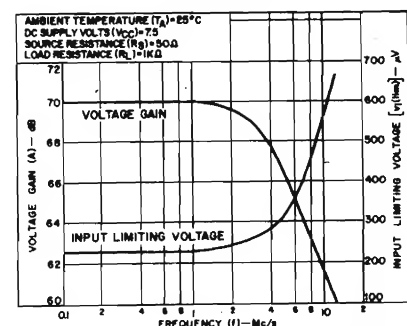


Fig. 5

LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

CA3011, CA3012

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

CHARACTERISTICS	SYMBOLS	TEST CONDITIONS				LIMITS						TYPICAL CHARAC- TERISTIC CURVES	
		SETUP & PROCEDURE	FREQUENCY f	DC SUPPLY VOLTAGE V _{CC}	AMBIENT TEMPERA- TURE T _A	RCA CA3011			RCA CA3012				UNITS
						Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
		Fig.	Mc/s	Volts	°C								Fig.
Total Device Dissipation *	P _T	6	-	6	-55	-	80	-	66	80	135	mW	
					+25	60	90	133	66	90	121	mW	
					+125	-	70	-	65	70	121	mW	
			-	7.5	-55	-	130	-	97	130	190	mW	
					+25	95	120	187	97	120	167	mW	
					+125	-	100	-	95	100	167	mW	
			-	10	-55	-	-	-	150	210	275	mW	
					+25	-	-	-	150	190	255	mW	
					+125	-	-	-	150	160	255	mW	
Voltage Gain**	A	9	1	6	-55	-	55	-	50	55	-	dB	
					+25	60	66	-	60	66	-	dB	
					+125	-	61	-	50	61	-	dB	
		9	1	7.5	-55	-	59	-	55	59	-	dB	
					+25	65	70	-	65	70	-	dB	
					+125	-	65	-	55	65	-	dB	
		9	1	10	-55	-	-	-	55	61	-	dB	
					+25	-	-	-	65	71	-	dB	
					+125	-	-	-	55	66	-	dB	
		9	4.5	7.5	+25	60	67	-	60	67	-	dB	5
					+25	55	61	-	55	61	-	dB	
Input-Impedance Components: Parallel Input Resistance	R _{IN}	7	4.5	7.5	+25	-	3	-	-	3	-	kΩ	2
Parallel Input Capacitance	C _{IN}	7	4.5	7.5	+25	-	7	-	-	7	-	pF	2
Output Impedance Components: Parallel Output Resistance	R _{OUT}	8	4.5	7.5	+25	-	31.5	-	-	31.5	-	kΩ	3
Parallel Output Capacitance	C _{OUT}	8	4.5	7.5	+25	-	4.2	-	-	4.2	-	pF	3
Noise Figure	NF	10	4.5	7.5	+25	-	8.7	-	-	8.7	-	dB	
Input Limiting Voltage (Knee)	V _{i(lim)}	9	4.5	7.5	+25	-	300	450	-	300	400	μV	

* The total current drain may be determined by dividing P_T by V_{CC} .

** Recommended minimum dc supply voltage (V_{CC}) is 5.5 V. Nominal load current flowing into terminal 5 is 1.5 mA at 7.5 V.

DISSIPATION TEST SETUP

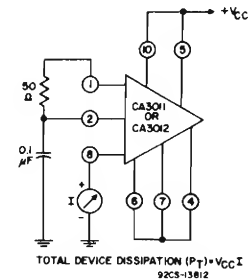


Fig. 6

INPUT-IMPEDANCE COMPONENTS TEST SETUP

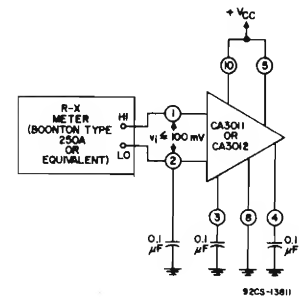


Fig. 7

OUTPUT-IMPEDANCE COMPONENTS TEST SETUP

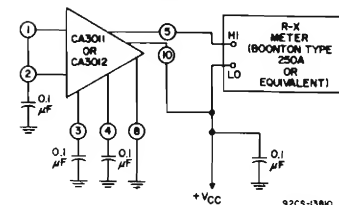


Fig. 8

NOISE FIGURE TEST SETUP

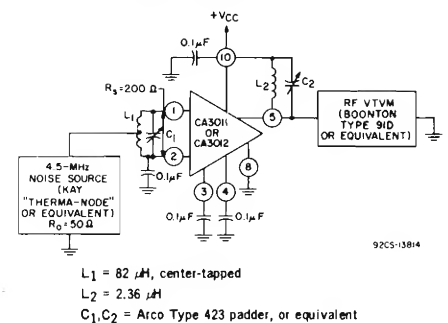


Fig. 10

VOLTAGE-GAIN TEST SETUP

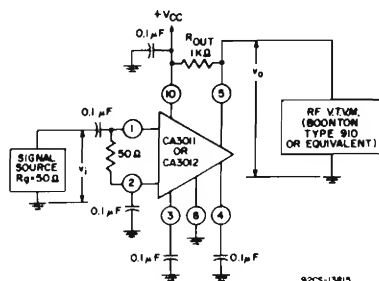


Fig. 9

PROCEDURES

A - Voltage Gain:

- 1) Set input frequency at desired value, $v_i = 100 \mu$ V rms.
- 2) Record v_o .
- 3) Calculate Voltage Gain A from $A = 20 \log_{10} v_o/v_i$
- 4) Repeat Steps 1, 2, and 3 for each frequency and/or for temperature desired.

B - Input Limiting Voltage (Knee):

- 1) Repeat Steps A1 and A2, using $v_i = 100$ mV
- 2) Decrease v_i to the level at which v_o is 3 dB below its value for $v_i = 100$ mV.
- 3) Record v_i as Input Limiting Voltage (Knee).

Se F_x di E2 = 98 MHz e F_x di FLLP è 98,2 MHz la loro somma sarà 196,2 MHz e la loro differenza sarà 200 KHz. Il gruppo formato dalla bobina da $5\mu H$, le resistenze da 100 Kohm, 3900 ohm e i condensatori da 68 nF e 6,8 nF costituisce un filtro passa basso che ha il compito di lasciare passare il segnale differenza a 200 KHz e bloccare il segnale somma (nell'esempio era 196,2 MHz). Il suo compito è molto facilitato dal fatto che queste due frequenze (somma e differenza) sono lontanissime fra loro. I 200 KHz vengono poi amplificati, squadrati e limitati ad ampiezza costante dal CA3011 e, dopo una differenziazione con 470 pF e 3900 ohm, vanno a pilotare il monostabile 9602.

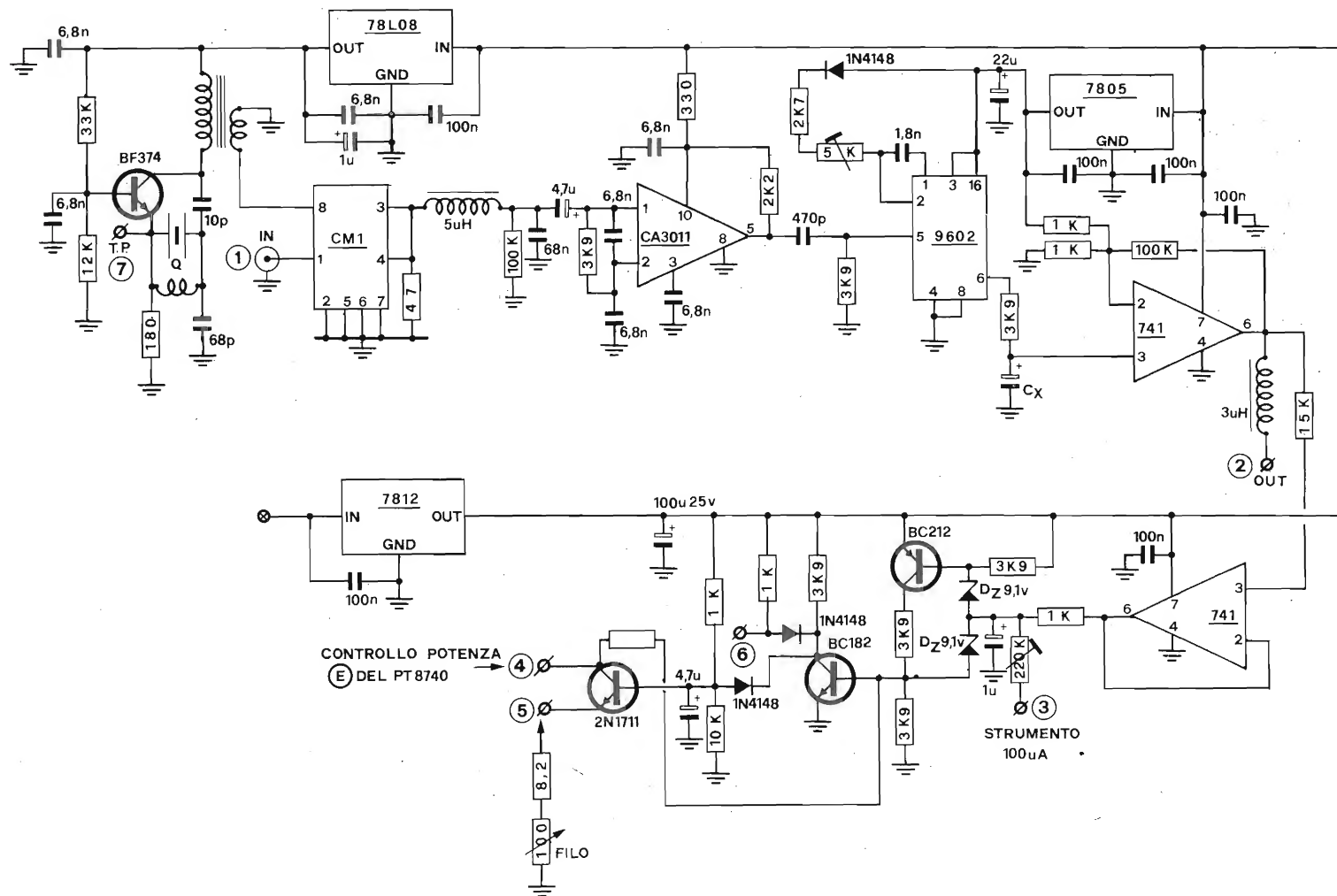
Il tempo di monostabile viene regolato dal trimmer (CERMET) da 5 Kohm in modo da ottenere all'uscita (pin 6) un'onda quadra simmetrica a 200 kHz. Facciamo notare a proposito del monostabile che il condensatore da 1,8 nF è al polistirolo e che il diodo 1N4148 compensa l'andamento termico dell'intero sistema.

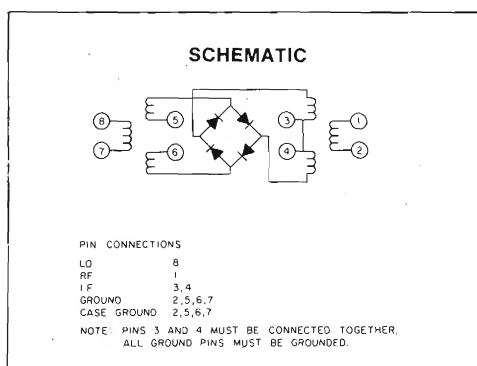
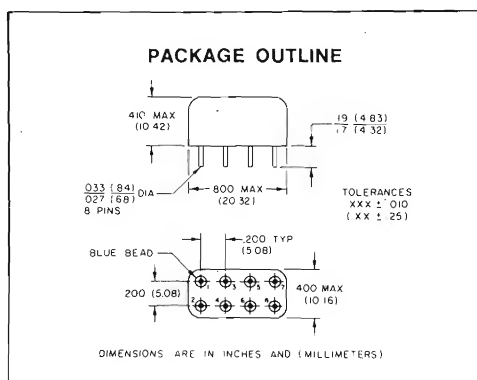
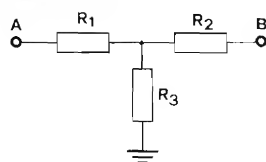
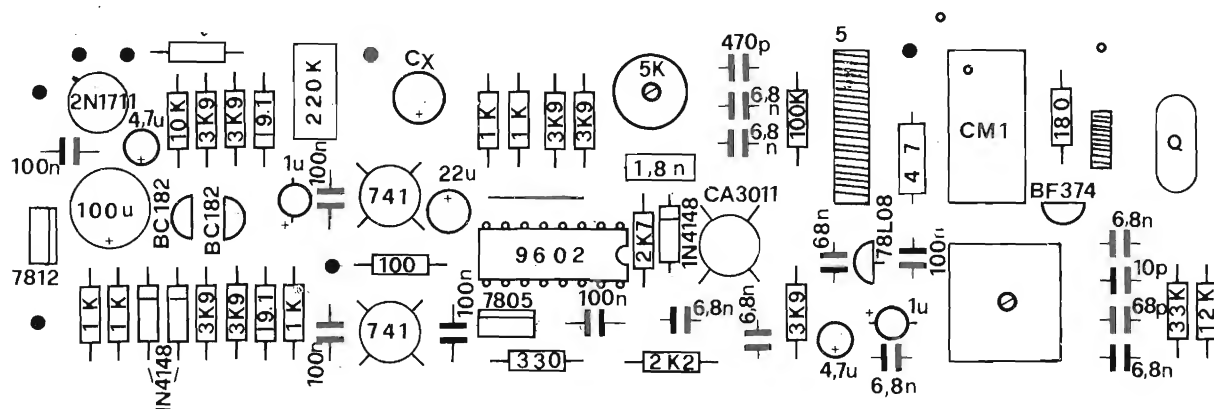
All'uscita del 9602 (pin 6) viene prelevata tale onda e tramite il gruppo RC seguente viene trasformata in tensione continua del valore di 2,5 V. Questo valore è ovvio in quanto il monostabile è alimentato a +5 V (con l'integrato 7805) e perché il valore medio di un'onda quadra simmetrica è uguale alla metà del suo valore massimo (coincidente con l'alimentazione). Il valore continuo di 2,5V è collegato all'ingresso non invertente (pin 3) del 741 e poiché sull'altro ingresso (pin 2) è

presente un partitore, dal positivo a massa, formato da due resistenze uguali da 1 Kohm, si può dedurre che all'uscita del 741 (pin 6) avremo una tensione compresa fra +12V (pin 7) e massa (pin 4) ossia + 6V. Quando la frequenza dell'oscillatore libero di E2 cambia, cambierà anche la distanza fra gli impulsi differenziati che entrano nel monostabile (pin 5) e cambierà quindi la forma d'onda in uscita al pin 6 del 9602. Tale onda non sarà più simmetrica, ma potrà essere con semiperiodo alto più lungo o più corto rispetto al semiperiodo basso. In tal modo il livellamento realizzato dal gruppo RC presente fra l'uscita 6 del 9602 e l'entrata 3 del 741 porterà ad una tensione superiore o inferiore a 2,5 V. Osservando la controeazione del 741 (100 Kohm) si può notare che il rapporto fra le due resistenze da 1 Kohm e quella da 100 Kohm è molto alto e che quindi l'amplificazione del sistema è elevatissima (200 volte). In questo modo è sufficiente una variazione di pochi millivolt fra i pin 2 e 3 per avere molta variazione di tensione all'uscita. Ad esempio con 1 mV in ingresso si hanno 0,2 V all'uscita. L'uscita del 741 va collegata, tramite una bobina da 3 μ H, al punto di entrata della tensione di errore (FLLP) dell'oscillatore di E2 e tramite una resistenza da 15 Kohm ad un emitter follower formato da un altro 741.

Tale amplificatore è indispensabile per non caricare troppo il primo operativo 741. L'uscita dell'emitter follower è collegata all'entrata di un discriminatore a finestra (window discriminator) il quale ha la proprietà di cambiare di stato

Fig. 2





soglia del BC212 avremo sia la saturazione di questo che del BC182. I valori presi sono quelli limite e, considerando che l'alimentazione va da zero a 12 Volt, si può parlare di variazioni da 2V a 10V circa. Quando il BC182 è saturo si ha lo spegnimento di un led collegato fra massa e il punto 6. Il suo spegnimento ci indica che l'oscillatore è sganciato. L'indicazione dell'area di cattura viene fornita da uno strumentino collegato al punto 3 e regolato al centro scala quando sull'uscita dell'emitter follower si hanno 6V. Indicazioni spostate rispetto al centro indicano l'aggancio ma non in condizioni ideali. Con la saturazione del BC182 si ha l'interdizione del 2N1711 il cui collettore (pin 4) è collegato al punto 4 di E2. In questo modo non si ha RF all'uscita quando l'oscillatore è sganciato. Quando il BC182 è interdetto il 2N1711 è saturo e sul pin 4 di E2 si ha, verso massa, un gruppo di regolazione da 8,2 + 100 ohm per la regolazione della potenza. Nella fig. 3 è visibile il lato componente del circuito stampato del FLLP, circuito che come per l'E2 viene fornito già montato e tarato.

Taratura

Fatti i collegamenti fra FLLP ed E2 si ruoterà il trimmer di sintonia fino a leggere l'avvenuto aggancio (vedere lo strumentino) poi si ritoccherà il medesimo per avere l'aggancio al centro scala. E' chiaro che il trimmer da 5Kohm del monostabile 9602 dovrà essere regolato al centro, ma questa è una operazione già effettuata in fase di costruzione.

Note aggiuntive

Questo secondo kit, come potrete notare, è ancora insufficiente per completare la stazione radio FM. Mancano infatti sia l'alimentatore che gli amplificatori, sia i circuiti d'entrata che l'antenna. Come nostra abitudine esauriremo man mano i vari blocchi fornendo alla fine anche il contenitore e quanto necessario per il completamento dell'impianto. Saremo altresì in grado di fornire tutto il blocco di fig. 1 già montato e funzionante. Non ce ne vogliano i più frettolosi se saranno necessari ancora 3 o 4 numeri per terminare l'argomento, ma la professionalità dell'impianto non ci permette di sorvolare su nessun punto né di fare passare come un lampo un progetto che è una vera e propria "bomba".

Costo materiale

Il kit montato e tarato siglato FLLP costa Lire 230.000. Tale prezzo è comprensivo di I.V.A. e spese postali; per le richieste in contrassegno maggiorazione di Lire 850. Inviare le richieste servendosi dell'apposito modulo a Elettronica Kit.

Convertitore tensione-frequenza tipo LM 331

Nel nostro frequenzimetro, anzi nel super frequenzimetro digitale, abbiamo inserito anche un circuito che è in grado di convertire qualsiasi tensione da 1 mV a 10V in una frequenza da 1 Hz a 10.000 Hz. Il circuito che passeremo ad analizzare non è un kit (anche se potrebbe esserlo) ma una parte del nostro frequenzimetro e ve lo proponiamo non come modulo ma come studio. Teniamo a ricordare che essendo il tutto (super frequenzimetro) piuttosto complesso è importante eliminare via via tutte le appendici più semplici (si fa per dire) in modo da avere la strada sgombra al momento della descrizione finale. Con questo nostro modo di procedere (approvato da quasi tutti i nostri lettori) otteniamo due scopi principali: il primo è quello di fare "dirigere" piano piano anche il circuito più complicato; il secondo è quello di tenere ancora in prova il prototipo e apportare eventualmente alcune modifiche migliorative.

Circuito elettrico

Lo schema proposto non è farina del nostro sacco (in elettronica è bene ricordare che non si fa altro, tranne in alcuni casi, che applicare schemi già forniti dalle case) ma una applicazione della NATIONAL al loro integrato LM 331. Con l'aiuto delle note originali e di alcune considerazioni vedremo di chiarire il funzionamento.

Con un occhio alla fig. 1 e l'altro al FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM vediamo ora di dire due parole sul funzionamento del nostro convertitore. Il COMPARATOR confronta la tensione positiva in ingresso (pin 7), che altro non è che la tensione sconosciuta, con una tensione di riferimento applicata al pin 6 (THRESHOLD). Se la tensione in entrata (pin 7) è superiore alla soglia (THRESHOLD) del pin 6 l'uscita del comparator abilita il circuito R-S flip-flop a commutare il CURRENT SWITCH in modo da caricare il condensatore da $1 \mu F$ presente fra i pin 1 e 6 collegati assieme a massa (fig. 1). Quando si ottiene $V_{1-6} = V_7$ il ciclo ha inizio nel modo seguente.

Il comparator comanda l'R-S flip-flop in modo che il reset transistor si interdice e abbia così inizio la carica di C_t tramite R_t . Durante tale tempo che è $t = 1,1 \cdot R_t \cdot C_t$ si ha il transistor OUTPUT DRIVER saturo e sul pin 3 si ha tensione nulla. Dopo il tempo di carica di C_t il TIMER COMPARETOR invia un impulso al R-S flip-flop il quale staccherà il CURRENT SWITCH dal condensatore da $1 \mu F$ che comincerà a scaricarsi attraverso R_L , mentre l'uscita (pin 3) si porta a livello alto e il reset transistor scaricherà C_t . Quando la tensione ai capi di C_L ritorna ad essere uguale a quella applicata in ingresso (pin 7) il ciclo riprende. Ricordiamo che dopo il passaggio $V_{1-6} = V_7$, descritto precedentemente, il condensatore continua a caricarsi. Questo ciclo provoca un segnale a onda quadra sul pin 3 di frequenza proporzionale alla tensione di entrata (pin 7) perché il pin 3 rimane basso per il tempo dovuto alla carica di C_t attraverso R_t e rimane alto per il tempo dovuto alla scarica di C_L tramite R_L .

Più la tensione in ingresso è alta e minore è il tempo per la scarica di C_L e più alta è la frequenza dell'onda quadra d'uscita. Se la tensione di ingresso è più bassa avremo tempi di scarica di C_L più lunghi e frequenze più basse.

Realizzazione pratica

Come già detto il nostro non è un vero e proprio kit in offerta,

ma per chi volesse realizzare il circuito per usi propri possiamo fornire i componenti e lo stampato come in fig. 5.

Taratura

Il circuito può essere alimentato sia a 10V che a 15V e può misurare tensioni positive uguali alla sua alimentazione. Per rispettare una certa linearità $\pm 0,03\%$ è bene non superare per V i valori di 10 Volt e tenere una alimentazione compresa fra 12 e 15V. Per la taratura utilizzare una tensione di centro scala (+5V) misurabile con multimetro digitale o anche con tester (in mancanza d'altro e nell'attesa di una rifinitura può andare bene anche quello) e, dopo aver collegato l'uscita ad un frequenzimetro, regolare il GAIN AJUST fino a leggere 5000 Hz. Concludiamo ricordando che l'uscita dell'LM331 può essere collegata (tramite 10 Kohm) ad una tensione diversa da V_S . Se si entra in TTL la V Logic sarà 5 V; se si entra in C.MOS a 10 V la VLogic sarà 10 Vm ecc.

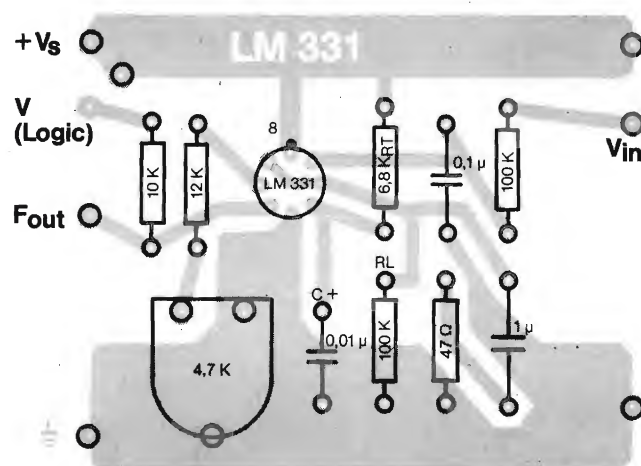
Costo materiale

Kit LM 331

L. 15.000

Tale prezzo è comprensivo di I.V.A. e spese postali. Per le richieste in contrassegno maggiorazione di Lire 850. Inviare le richieste servendosi dell'apposito modulo a Elettronica Kit.

Fig. 5 LM331 Board Layout (soldering side)





LM131A/LM131 • LM231A/LM231 • LM331A/LM331 Precision Voltage-to-Frequency Converter

General Description

The LM131/LM231/LM331 family of voltage-to-frequency converters are ideally suited for use in simple low-cost circuits for analog-to-digital conversion, precision frequency-to-voltage conversion, long term integration, linear frequency modulation or demodulation, and many other functions. The output when used as a voltage-to-frequency converter is a pulse train at a frequency precisely proportional to the applied input voltage. Thus, it provides all the inherent advantages of the voltage-to-frequency conversion techniques, and is easy to apply in all standard voltage-to-frequency converter applications. Further, the LM131A/LM231A/LM331A attains a new high level of accuracy versus temperature which could only be attained with expensive voltage-to-frequency modules. Additionally the LM131 is ideally suited for use in digital systems at low power supply voltages and can provide low cost analog-to-digital conversion in microprocessor-controlled systems. And, the frequency from a battery powered voltage-to-frequency converter can be easily channeled through a simple photoisolator to provide isolation against high common mode levels.

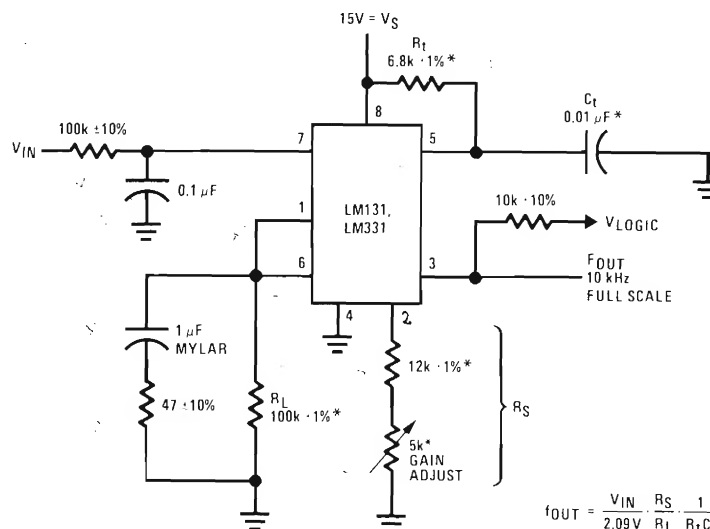
The LM131/LM231/LM331 utilizes a new temperature-compensated band-gap reference circuit, to provide excellent accuracy over the full operating temperature range, at power supplies as low as 4.0V. The precision timer circuit has low bias currents without degrading

the quick response necessary for 100 kHz voltage-to-frequency conversion. And the output is capable of driving 3 TTL loads, or a high voltage output up to 40V, yet is short-circuit-proof against V_{CC} .

Features

- Guaranteed linearity 0.01% max
- Improved performance in existing voltage-to-frequency conversion applications
- Split or single supply operation
- Operates on single 5V supply
- Pulse output compatible with all logic forms
- Excellent temperature stability, ± 50 ppm/ $^{\circ}$ C max
- Low power dissipation, 15 mW typical at 5V
- Wide dynamic range, 100 dB min at 10 kHz full scale frequency
- Wide range of full scale frequency, 1 Hz to 100 kHz
- Pin-for-pin replacement for RM4151 and RC4151
- Low cost

Typical Application/Test Circuits



*Use stable components with low temperature coefficients. See applications notes.

Figure 1. Simple Stand-Alone Voltage-to-Frequency Converter with $\pm 0.03\%$ Typical Linearity ($f = 10$ Hz to 11 kHz)

Absolute Maximum Ratings

	LM131A/LM131	LM231A/LM231	LM331A/LM331
Supply Voltage	40V	40V	40V
Output Short Circuit to Ground	Continuous	Continuous	Continuous
Output Short Circuit to V_{CC}	Continuous	Continuous	Continuous
Input Voltage	-0.2V to $+V_S$	-0.2V to $+V_S$	-0.2V to $+V_S$
Operating Ambient Temperature Range	-55°C to +125°C	-25°C to +85°C	0°C to +70°C
Power Dissipation (P_D at 25°C) and Thermal Resistance (θ_{jA})			
(H Package) P_D	670 mW	570 mW	570 mW
θ_{jA}	150°C/W	150°C/W	150°C/W
(N Package) P_D		500 mW	500 mW
θ_{jA}		155°C/W	155°C/W

Electrical Characteristics (Note 1)

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
VFC Nonlinearity (Note 2) LM131, LM231, LM331	$4.5V \leq V_S \leq 20V$ $T_A = 25^\circ C$		± 0.006	± 0.002	% full-scale
	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$		± 0.008	± 0.03	% full-scale
LM131A, LM231A, LM331A	$T_A = 25^\circ C$		± 0.004	± 0.01	% full-scale
	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$		± 0.006	± 0.02	% full-scale
In Circuit of figure 1	$T_A = 25^\circ C$, $V_S = 15V$, $f = 10\text{ Hz to } 11\text{ kHz}$		± 0.024	± 0.14	% full-scale
Conversion Accuracy Scale Factor (Gain)	$V_{IN} = -10V$, $R_S = 14\text{ k}\Omega$	0.90	1.00	1.10	kHz/V
Temperature Drift of Gain LM131, LM231, LM331	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$, $4.5V \leq V_S \leq 20V$		± 30	± 150	ppm/°C
LM131A, LM231A, LM331A			± 20	± 50	ppm/°C
Change of Gain with V_S	$4.5V \leq V_S \leq 10V$		0.01	0.1	%/V
	$10V \leq V_S \leq 40V$		0.006	0.06	%/V
Input Comparator					
Offset Voltage	$T_A = 25^\circ C$		± 3	± 10	mV
LM131, LM231, LM331			± 4	± 14	mV
LM131A, LM231A, LM331A			± 3	± 10	mV
Bias Current	$T_A = 25^\circ C$		-80	-400	nA
Offset Current	$T_A = 25^\circ C$		± 8	± 100	nA
Common-Mode Range		-0.2		$V_{CC} - 2.0$	V
Timer					
Timer Threshold Voltage, Pin 5		0.63	0.667	0.70	$\times V_S$
Input Bias Current, Pin 5	$V_S = 15V$				
All Devices	$0V \leq V_{PIN5} \leq 9.9V$		± 10	± 100	nA
LM131, LM231, LM331	$V_{PIN5} = 10V$		200	1000	nA
LM131A, LM231A, LM331A	$V_{PIN5} = 10V$		200	500	nA
$V_{SATPIN5}$ (Reset)	$I = 5\text{ mA}$		0.22	0.5	V

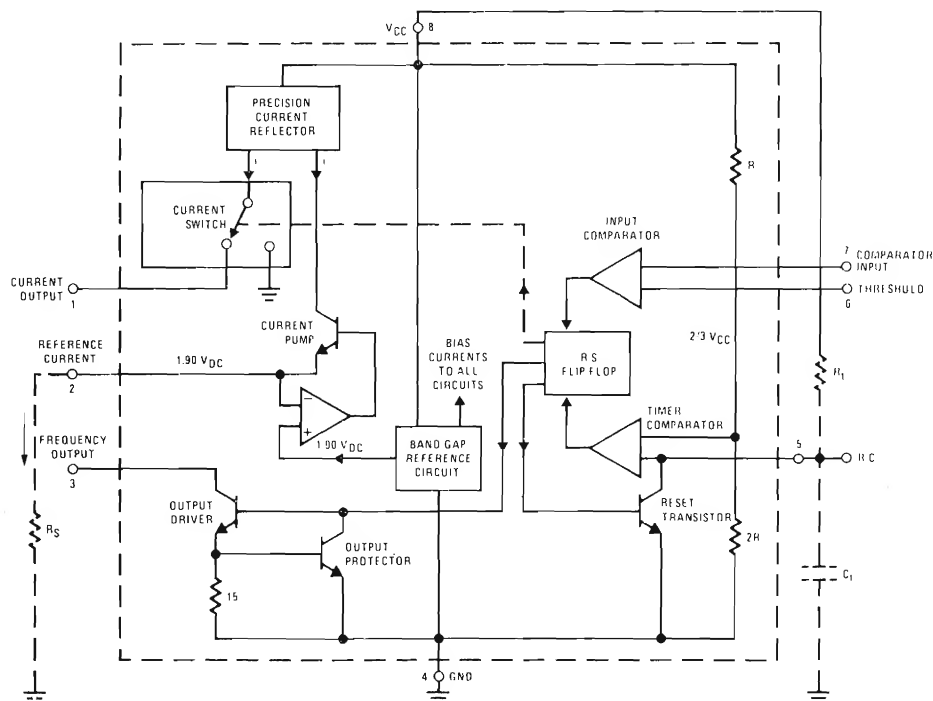
Electrical Characteristics (continued)

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Current Source, Pin 1					
Output Current	$R_S = 14\text{ k}\Omega$, $V_{PIN1} = 0$	116	136	156	μA
Change with Voltage	$0\text{V} \leq V_{PIN1} \leq 10\text{V}$		0.2	1.0	μA
Current Source OFF Leakage	$T_A = 25^\circ\text{C}$		0.01	1.0	nA
LM131, LM131A			0.02	10.0	nA
LM231, LM231A, LM331, LM331A	$T_A = T_{MAX}$		2.0	50.0	nA
Operating Range of Current (typical)			(10 to 500)		μA
Reference Voltage, Pin 2		1.70	1.89	2.08	V_{DC}
Stability vs Temperature			± 60		$\text{ppm}/^\circ\text{C}$
Stability vs Time, 1000 Hours			± 0.1		%
Logic Output, Pin 3					
V_{SAT}	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $I = 5\text{ mA}$		0.15	0.50	V
	$I = 3.2\text{ mA}$ (two TTL loads)		0.10	0.40	V
OFF Leakage			± 0.05	1.0	μA
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$				
LM131, LM131A, LM231, LM231A	$V_S = 5\text{V}$	2.0	3.0	4.0	mA
	$V_S = 40\text{V}$	2.5	4.0	6.0	mA
LM331, LM331A	$V_S = 5\text{V}$	1.5	3.0	6.0	mA
	$V_S = 40\text{V}$	2.0	4.0	8.0	mA

Note 1: All specifications apply over the device's full operating temperature range, in the circuit of figure 2, with $4.0\text{V} \leq V_S \leq 40\text{V}$, unless otherwise noted.

Note 2: Nonlinearity is defined as the deviation of f_{OUT} from $V_{IN} \times (10\text{ kHz}/-10\text{ V}_{DC})$ when the circuit has been trimmed for zero error at 10 Hz and at 10 kHz, over the frequency range 1 Hz to 11 kHz. For the timing capacitor, C_T , use NPO ceramic, Teflon, or polystyrene.

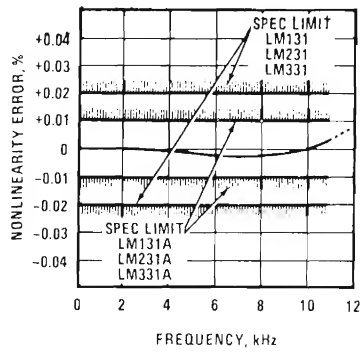
Functional Block Diagram



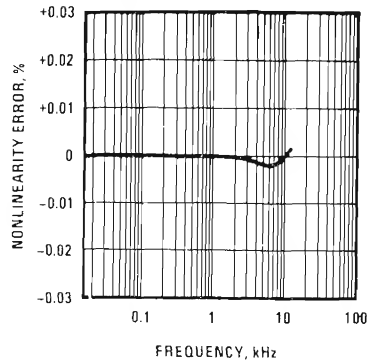
Typical Performance Characteristics

(All electrical characteristics apply for the circuit of figure 2, unless otherwise noted.)

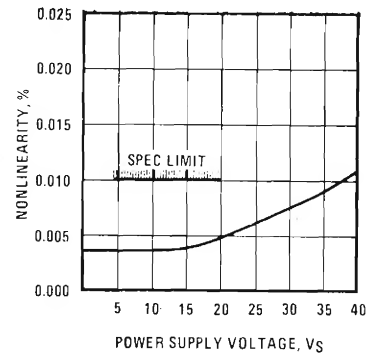
Nonlinearity Error, LM131 Family, as Precision V-to-F Converter (circuit of figure 2)



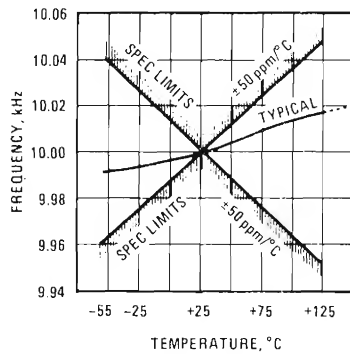
Nonlinearity Error, LM131 Family



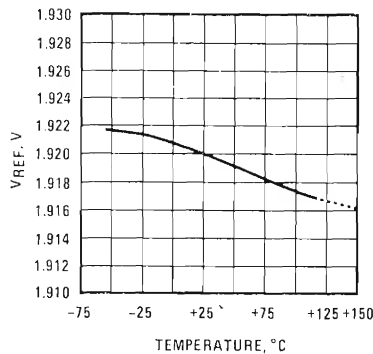
Nonlinearity vs Power Supply Voltage



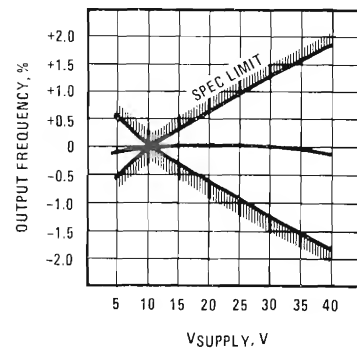
Frequency vs Temperature, LM131A



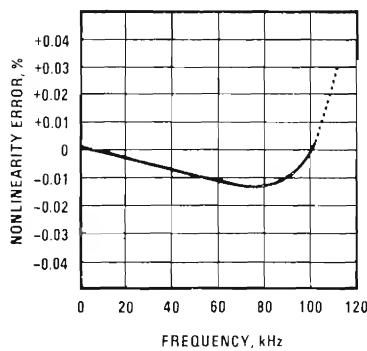
VREF vs Temperature, LM131A



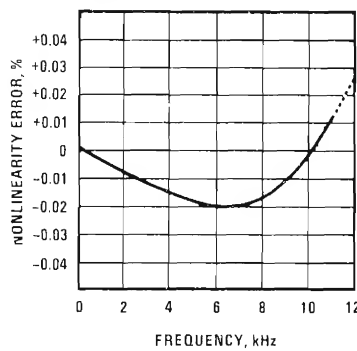
Output Frequency vs VSUPPLY



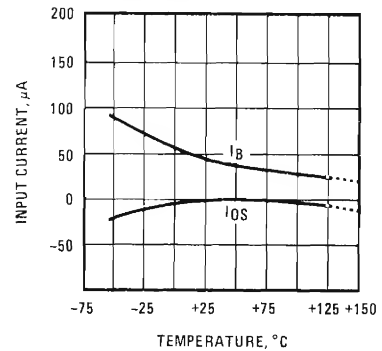
Nonlinearity Error, LM131 Family (circuit of figure 4)



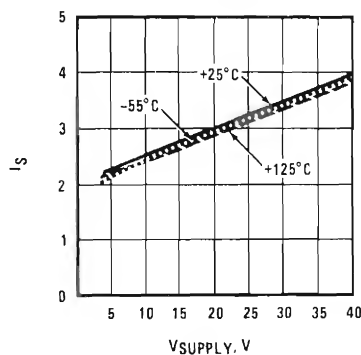
Nonlinearity Error, LM131 (circuit of figure 1)



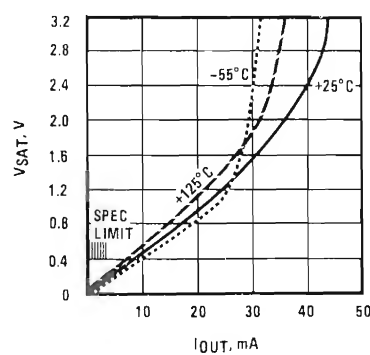
Input Current (Pins 6, 7) vs Temperature



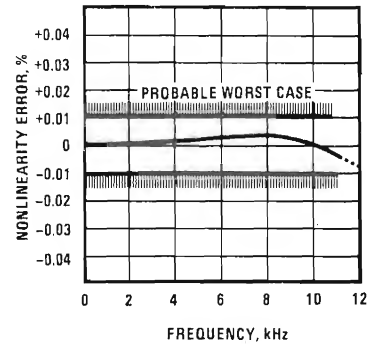
Power Drain vs VSUPPLY



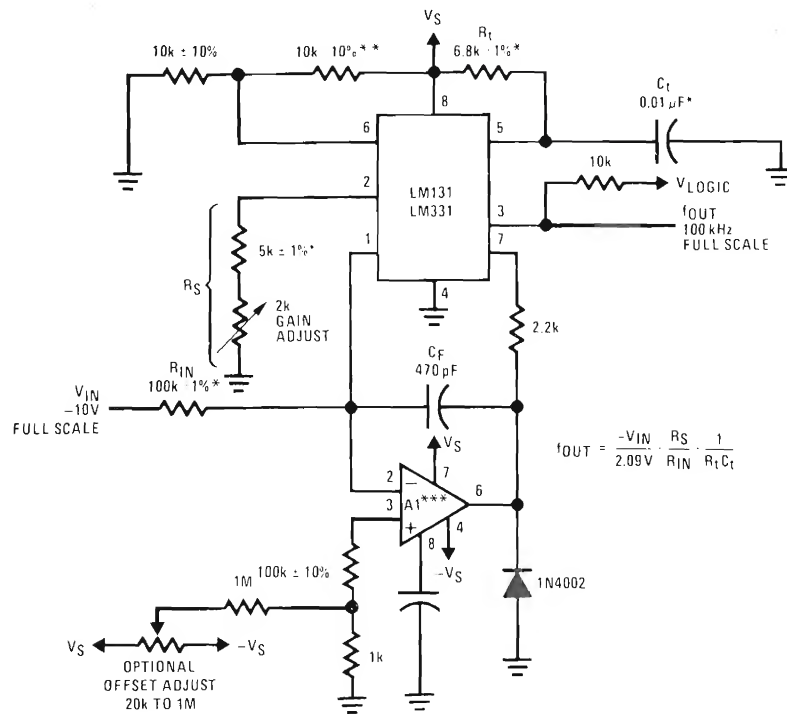
Output Saturation Voltage vs IOUT (Pin 3)



Nonlinearity Error, Precision F-to-V Converter (circuit of figure 5)



Typical Application/Test Circuits

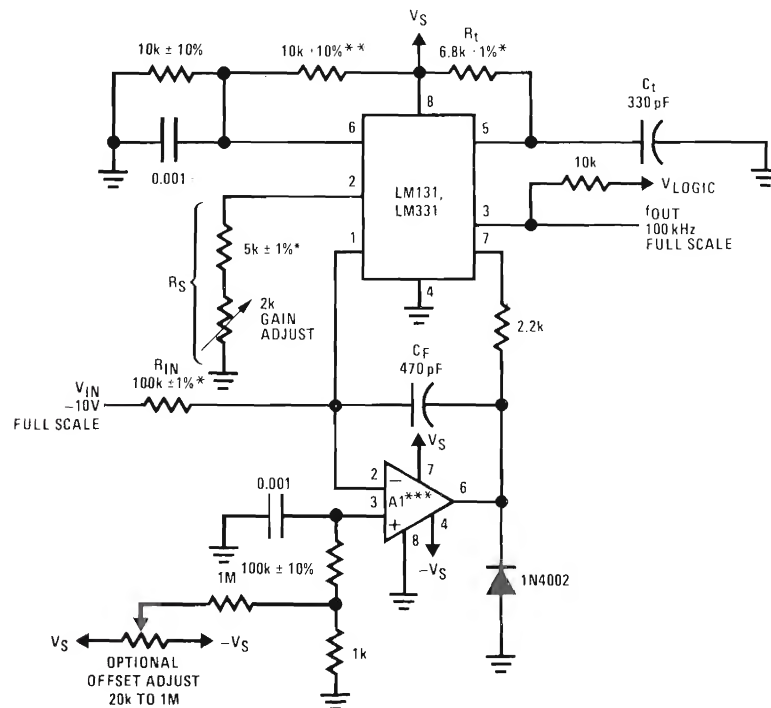


*Use stable components with low temperature coefficients. See applications notes.

**This resistor can be 5 kΩ or 10 kΩ for $V_S = 8V$ to 22V, but must be 10 kΩ for $V_S = 4.5V$ to 8V.

***Recommended types for A1: LM308, LM108A, LF351B, LF156A.

Figure 2. Standard Test Circuit and Applications Circuit, Precision Voltage-to-Frequency Converter



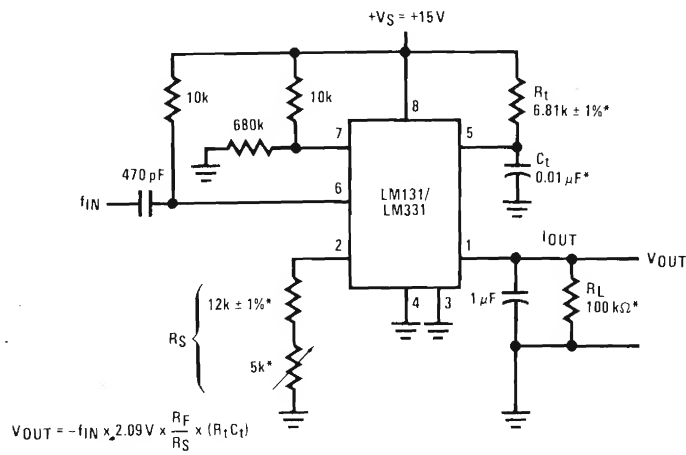
*Use stable components with low temperature coefficients. See applications notes.

**This resistor can be 5 kΩ or 10 kΩ for $V_S = 8V$ to 22V, but must be 10 kΩ for $V_S = 4.5V$ to 8V.

***Recommended types for A1: LF351B, LF156A.

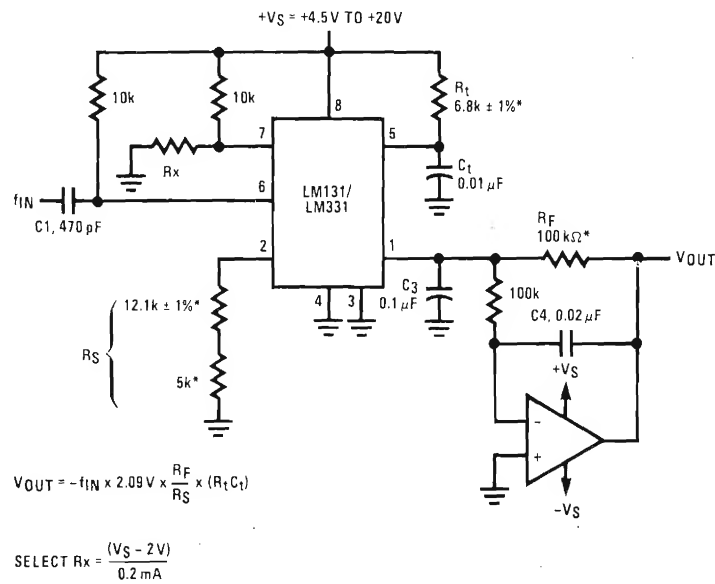
Figure 3. Precision Voltage-to-Frequency Converter, 100 kHz Full Scale, ±0.03% Nonlinearity

Typical Application/Test Circuits (continued)



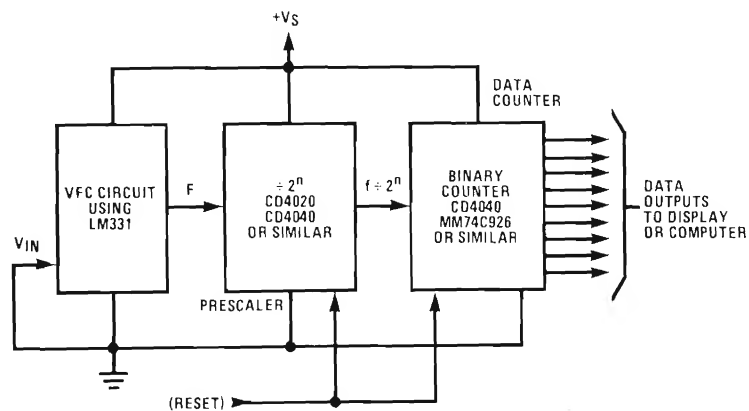
* Use stable components with low temperature coefficients.

Figure 4. Simple Frequency-to-Voltage Converter, 10 kHz Full Scale, $\pm 0.06\%$ Nonlinearity



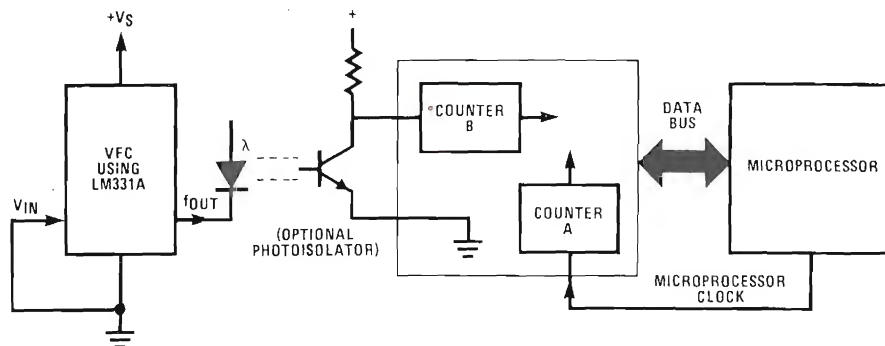
* Use stable components with low temperature coefficients.

Figure 5. Precision Frequency-to-Voltage Converter, 10 kHz Full Scale with 2-Pole Filter, $\pm 0.01\%$ Nonlinearity

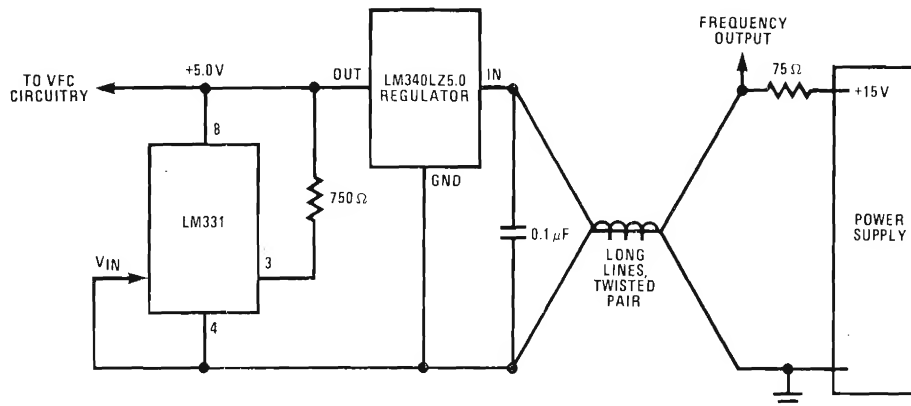


Long Term Digital Integrator Using VFC

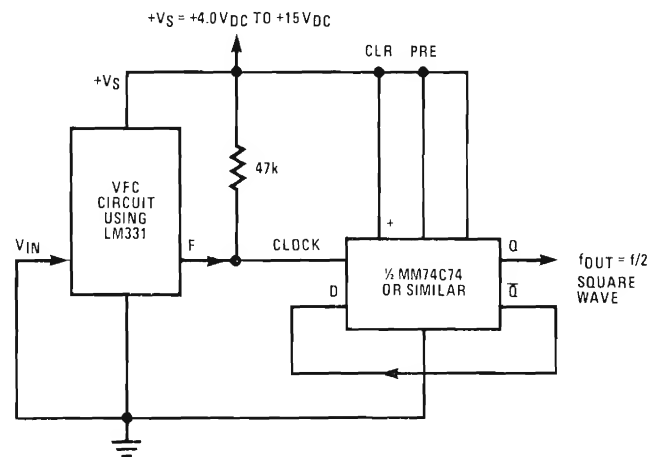
Typical Application/Test Circuits (continued)



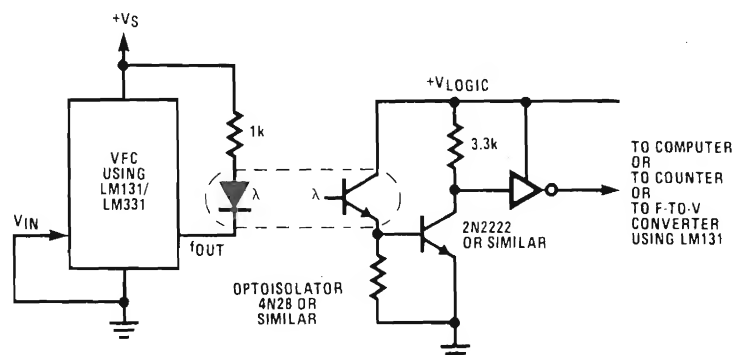
Analog-to-Digital Converter with Microprocessor



Remote Voltage-to-Frequency Converter with 2-Wire Transmitter and Receiver

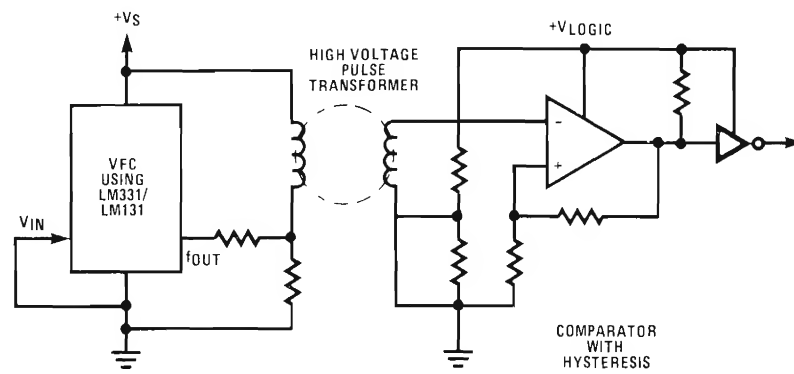


Voltage-to-Frequency Converter with Square-Wave Output Using $\div 2$ Flip-Flop

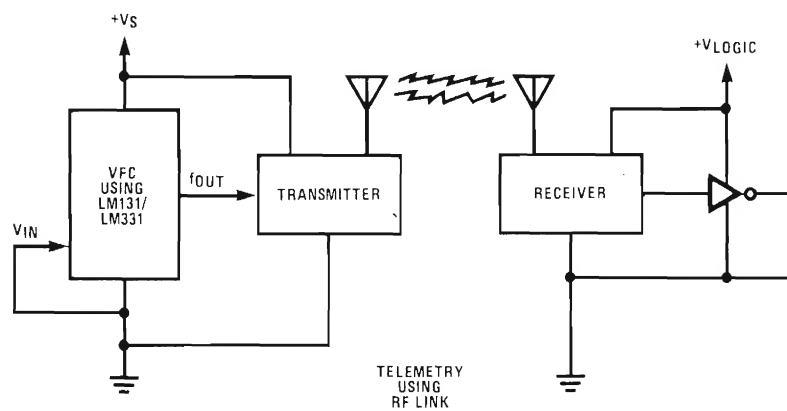


Voltage-to-Frequency Converter with Isolators

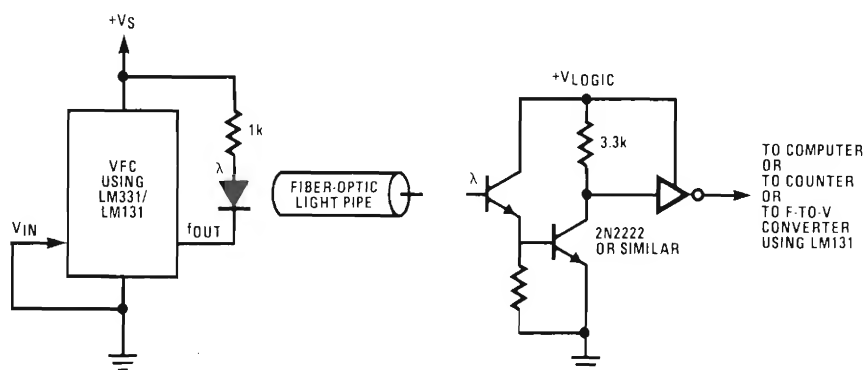
Typical Application/Test Circuits (continued)



Voltage-to-Frequency Converter with Isolators



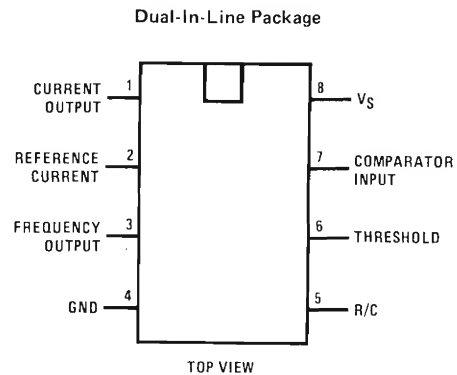
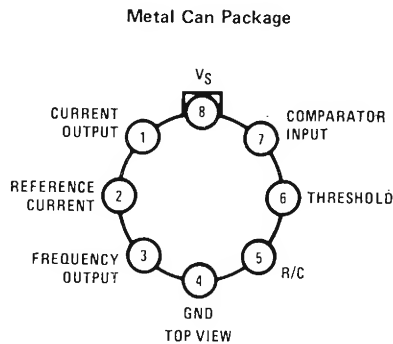
Voltage-to-Frequency Converter with Isolators



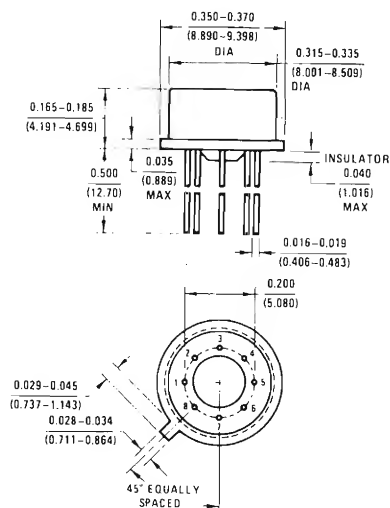
Voltage-to-Frequency Converter with Isolators

LM131A/LM131 • LM231A/LM231 • LM331A/LM331
Precision Voltage-to-Frequency Converter

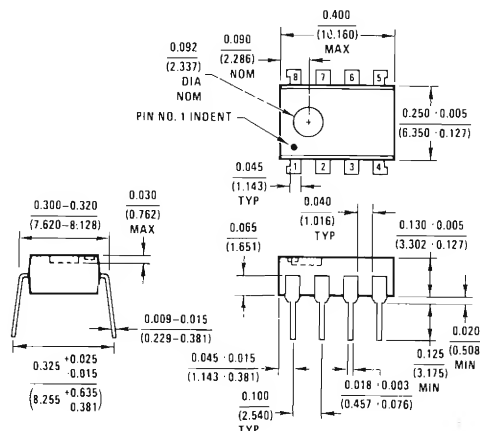
Connection Diagrams



Physical Dimensions inches (millimeters)



TO-99 Metal Can Package (H)
Order Number LM131AH, LM131H, LM231AH,
LM231H, LM331AH or LM331H
NS Package Number H08B



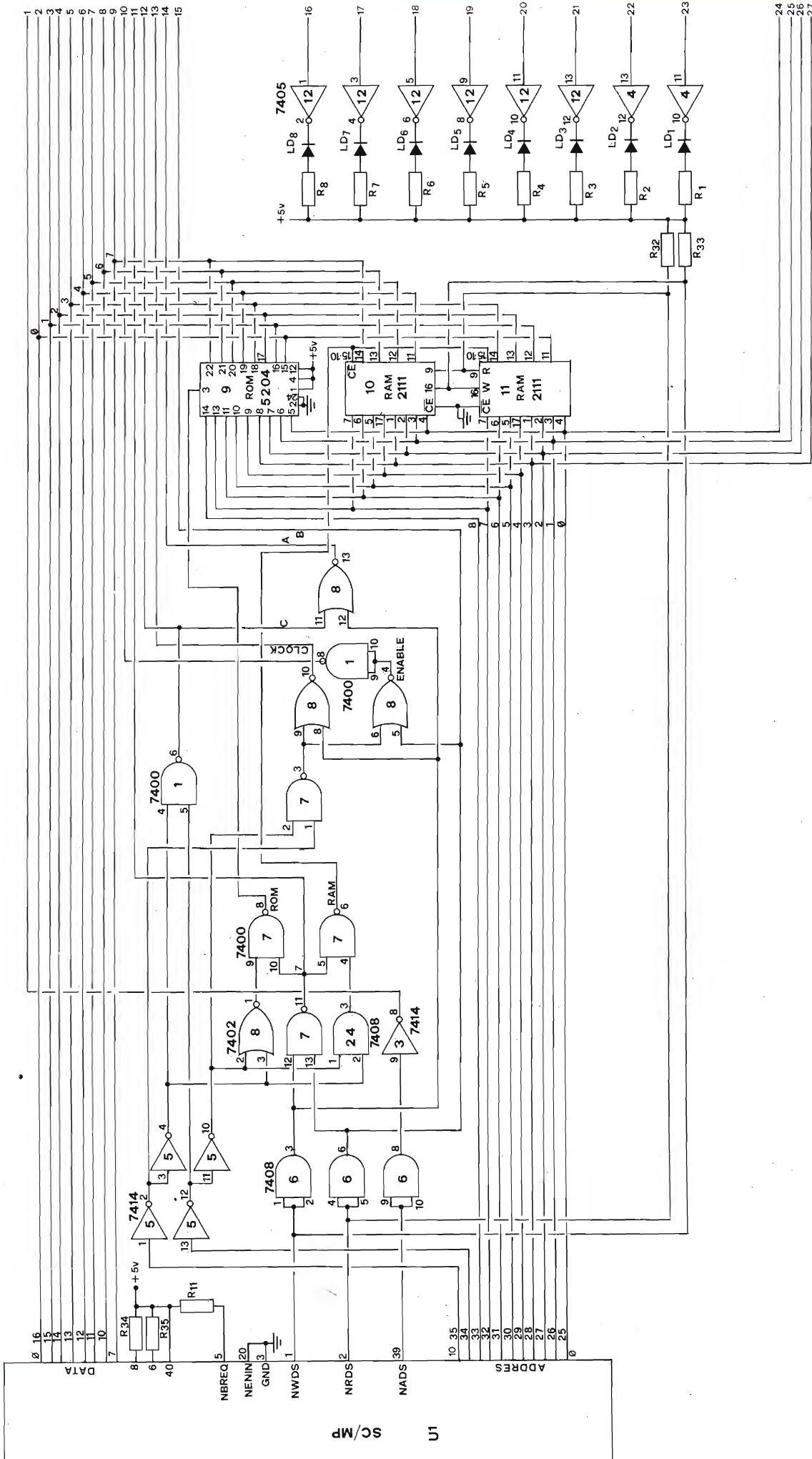
Molded Dual-In-Line Package (N)
Order Number LM231AN, LM231N, LM331AN,
or LM331N
NS Package Number N08A



L'architettura di PIPPO non è casuale, ma è stata determinata

— La sezione micro è senza dubbio la più complessa. Essa infatti utilizza ben 17 dei 25 integrati presenti sulla piastra.





SCMPKB

SC/MP ASSEMBLER REV-C
SCMPKB P005235A

```

1      .TITLE SCMPKB, P005235A
2      ;*****
3      ;*
4      ;*
5      ;*      PROM #      ADDRESS
6      ;*
7      ;*      460305235-001      0000
8      ;*
9      ;*
10     ;*****
11     ;
12
13     0F00 RAM      =      0F00
14     0D00 DISP    =      0D00
15
16     ;      SEGMENT ASSIGNMENTS
17
18     0001 SA      =      1
19     0002 SB      =      2
20     0004 SC      =      4
21     0008 SD      =      8
22     0010 SE      =      16
23     0020 SF      =      32
24     0040 SG      =      64
25
26     ;      7 SEGMENT CONVERSION
27
28     003F N0      =      SA+SB+SC+SD+SE+SF
29     0006 N1      =      SB+SC
30     005B N2      =      SA+SB+SD+SE+SG
31     004F N3      =      SA+SB+SC+SD+SG
32     0066 N4      =      SB+SC+SF+SG
33     006D N5      =      SA+SC+SD+SF+SG
34     007D N6      =      SA+SC+SD+SE+SF+SG
35     0007 N7      =      SA+SB+SC
36     007F N8      =      SA+SB+SC+SD+SE+SF+SG
37     0067 N9      =      SA+SB+SC+SF+SG
38     0077 NA      =      SA+SB+SC+SE+SF+SG
39     007C NB      =      SC+SD+SE+SF+SG
40     0039 NC      =      SA+SD+SE+SF
41     005E ND      =      SB+SC+SD+SE+SG
42     0079 NE      =      SA+SD+SE+SF+SG
43     0071 NF      =      SA+SE+SF+SG
44     0040 DASH    =      SG
45     0079 KE      =      NE
46     0050 KR      =      SE+SG
47     005C KO      =      SC+SD+SE+SG
48
49
50     .PAGE      ' HARDWARE FOR KEYBOARD '
51
52
53     ;      FUNCTION      DATA      KYB FUNCTION
54
55     ;      0      080      0
56     ;      1      081      1
57     ;      2      082      2
58     ;      3      083      3
59     ;      4      084      4
60     ;      5      085      5
61     ;      6      086      6
62     ;      7      087      7

```

SCMPKB

```

63      ;      8      040      8
64      ;      9      041      9
65      ;      A      010      +
66      ;      B      011      -
67      ;      C      012      MUL
68      ;      D      013      DIV
69      ;      E      016      SQUARE
70      ;      F      017      SQRT
71      ;      GO     022      %
72      ;      MEM     023      =
73      ;      ABORT   024      CE/C
74      ;      TERM    027      .
75
76      ;      RAM POINTERS USED BY KITBUG,P3 IS SAVED ELSEWHERE
77
78
79      0FF9 P1H      =      0FF9
80      0FFA P1L      =      0FFA
81      0FFB P2H      =      0FFB
82      0FFC P2L      =      0FFC
83      0FFD A        =      0FFD
84      0FFE E        =      0FFE
85      0FFF S        =      0FFF
86
87      ;      COMMANDS
88
89      ; ABORT:
90      ;      THIS ABORTS THE PRESENT OPERATION. DISPLAYS - .
91
92      ; MEM:
93      ;      ALLOWS USER TO READ/MODIFY MEMORY.
94      ;      ADDRESS IS ENTERED UNTIL TERM THEN DATA IS ENTERED.
95      ;      TO WRITE DATA IN MEMORY TERM IS PUSHED.
96      ;      DATA IS READ TO CHECK IF IT GOT WRITTEN IN RAM.
97
98      ; GO:
99      ;      ADDRESS IS ENTERED UNTIL TERM.
100     ;      THE REGISTERS ARE LOADED FROM RAM AND PROGRAM
101     ;      IS TRANSFERED USING XPPC P3.
102     ;      TO GET BACK DO A XPPC P3.
103
104
105     .PAGE      INITIALIZE
106     0000 08      NOP
107     0001      INIT:      JMP      START
108
109     ;      DEBUG EXIT
110     ;      RESTORE ENVIROMENT
111
112     0003      GOOUT:
113     0003 C20E      LD      ADH(2)      ;GET GO ADDRESS.
114     0005 37      XPAH      3
115     0006 C20C      LD      ADL(2)
116     0008 33      XPAL      3
117     0009 C7FF      LD      0-1(3)      ;FIX GO ADDRESS.
118     000B C0F2      LD      E          ;RESTORE REGISTERS.
119     000D 01      XAE
120     000E C0EB      LD      P1L
121     0010 31      XPAL      1
122     0011 C0E7      LD      P1H
123     0013 35      XPAH      1
124     0014 C0E7      LD      P2L
125     0016 32      XPAL      2
126     0017 C0E3      LD      P2H
127     0019 36      XPAH      2
128     001A C0E4      LD      S

```

SCMPKB

```

129 001C 07      CAS
130 001D C0DF    LD      A
131 001F 3F      XPPC    3
132                                     ;TO GET BACK.
133      ;      ENTRY POINT FOR DEBUG
134
135 0020      START:
136 0020 C8DC      ST      A      ;SAVE STATUS.
137 0022 40      LDE
138 0023 C8DA      ST      E
139 0025 06      CSA
140 0026 C8D8      ST      S
141 0028 35      XPAH    1
142 0029 C8CF      ST      P1H
143 002B 31      XPAL    1
144 002C C8CD      ST      P1L
145 002E C40F      LDI      H(RAM)      ;SET P2 TO POINT TO RAM.
146 0030 36      XPAH    2
147 0031 C8C9      ST      P2H
148 0033 C400      LDI      L(RAM)
149 0035 32      XPAL    2
150 0036 C8C5      ST      P2L
151 0038 C701      LD      01(3)      ;BUMP P3 FOR RETURN.
152 003A 33      XPAL    3      ;SAVE P3.
153 003B CA0C      ST      ADL(2)
154 003D 37      XPAH    3
155 003E CA0E      ST      ADH(2)

156      .PAGE
157
158
159      ;      ABORT SEQUENCE
160
161 0040      ABORT:
162 0040 C400      LDI      0
163 0042 CA02      ST      D3(2)
164 0044 CA03      ST      D4(2)
165 0046 CA08      ST      D9(2)
166 0048 C440      LDI      DASH      ;SET SEGMENTS TO
167 004A CA00      ST      DL(2)
168 004C CA01      ST      DH(2)
169 004E CA04      ST      ADLL(2)
170 0050 CA05      ST      ADLH(2)
171 0052 CA06      ST      ADHL(2)
172 0054 CA07      ST      ADHH(2)
173 0056      WAIT:
174 0056 C401      JS      3,KYBD      ;DISPLAY AND READ KEYBOARD.
      0058 37C4
      005A 8433
      005C 3F
175 005D 9002      JMP      WCK      ;COMMAND RETURN.
176 005F 90DF      JMP      ABORT    ;RETURN FOR NUMBER.
177
178 0061      WCK:
179 0061 E407      XRI      07      ;CHECK IF MEM.
180 0063 9856      JZ      MEM
181 0065 E401      XRI      01      ;CHECK IF GO.
182 0067 9CD7      JNZ      ABORT

183      .PAGE      ' GO TO '
184
185      ;      GO WAS PUSHED
186      ;      GO TO USER PROGRAM
187 0069      GO:
188 0069 C4FF      LDI      -1      ;SET FIRST FLAG.
189 006B CA0F      ST      DDTA(2)

```


SCMPKB

```

190 006D C440      LDI      DASH          ;SET DATA TO DASH.
191 006F CA00      ST       DL(2)
192 0071 CA01      ST       DH(2)
193 0073          GOL:
194 0073 C459      LDI      L(DISPA)-1      ;FIX ADDRESS SEG.
195 0075 33        XPAL     3
196 0076 3F        XPPC     3              ;DO DISPLAY AND KEYBRD.
197 0077 9006      JMP      GOCK           ;COMMAND RETURN.
198 0079 C41A      LDI      L(ADR)-1       ;SET ADDRESS.
199 007B 33        XPAL     3
200 007C 3F        XPPC     3
201 007D 90F4      JMP      GOL            ;NOT DONE.
202 007F          GOCK:
203 007F E403      XRI      03             ;CHECK FOR TERM.
204 0081 9880      JZ       GOOUT          ;ERROR IF NO TERM.
205
206
207          ;      INCORRECT SEQUENCE
208          ;      DISPLAY ERROR WAIT FOR NEW INPUT
209
210
211 0083          ERROR:
212 0083 C479      LDI      KE              ;FILL WITH ERROR.
213 0085 CA07      ST       ADHH(2)
214 0087 C450      LDI      KR
215 0089 CA06      ST       ADHL(2)
216 008B CA05      ST       ADLH(2)
217 008D CA03      ST       D4(2)
218 008F C45C      LDI      KO
219 0091 CA04      ST       ADLL(2)
220 0093 C400      LDI      0
221 0095 CA02      ST       D3(2)
222 0097 CA01      ST       DH(2)
223 0099 CA00      ST       DL(2)
224 009B 90B9      JMP      WAIT

225          .PAGE      MEMORY TRANACTIONS
226
227 009D          DTACK:
228 009D C211      LD       NEXT(2)         ;CHECK IF DATA FIELD.
229 009F 9C36      JNZ      DATA          ;ADDRESS DONE.
230
231
232 00A1          MEMDN:
233 00A1 C20E      LD       ADH(2)          ;PUT WORD IN MEM.
234 00A3 35        XPAH     1
235 00A4 C20C      LD       ADL(2)
236 00A6 31        XPAL     1
237 00A7 C20D      LD       WORD(2)
238 00A9 C900      ST       (1)
239 00AB 900E      JMP      MEM
240
241 00AD          MEMCK:
242 00AD E406      XRI      06              ;CHECK FOR GO.
243 00AF 98D2      JZ       ERROR          ;CAN NOT GO NOW.
244 00B1 E405      XRI      05              ;CHECK FOR TERM.
245 00B3 98E8      JZ       DTACK         ;CHECK IF DONE.
246 00B5 AA0C      ILD      ADL(2)        ;UPDATE ADDRESS LOW.
247 00B7 9C02      JNZ      MEM           ;CHECK IF UPDATE HI.
248 00B9 AA0E      ILD      ADH(2)
249
250          ;      MEM KEY PUSHED
251 00BB          MEM:
252 00BB C4FF      LDI      -1              ;SET FIRST FLAG.
253 00BD CAll      ST       NEXT(2)        ;SET FLAG FOR ADDRESS NOW.
254 00BF CA0F      ST       DDTA(2)
255 00C1          MEML:

```

SCMPKB

```

256 00C1 C20E      LD      ADH(2)
257 00C3 35        XPAH     1          ;SET P1 FOR MEM ADDRESS.
258 00C4 C20C      LD      ADL(2)
259 00C6 31        XPAL     1
260 00C7 C100      LD      (1)
261 00C9 CA0D      ST      WORD(2)      ;SAVE MEM DATA.
262 00CB C43F      LDI      L(DISPD)-1  ;FIX DATA SEG.
263 00CD 33        XPAL     3
264 00CE 3F        XPPC     3          ;GO TO DISPD SET SEG FOR DATA.
265 00CF 90DC      JMP      MEMCK      ;COMMAND RETURN.
266 00D1 C41A      LDI      L(ADR)-1    ;MAKE ADDRESS.
267 00D3 33        XPAL     3
268 00D4 3F        XPPC     3
269 00D5 90EA      JMP      MEML      ;GET NEXT CHAR.
270 00D7          DATA:
271 00D7 C4FF      LDI      -1          ;SET FIRST FLAG.
272 00D9 CA0F      ST      DDTA(2)
273 00DB C20E      LD      ADH(2)      ;SET P1 TO MEMORY ADDRESS.
274 00DD 35        XPAH     1
275 00DE C20C      LD      ADL(2)
276 00E0 31        XPAL     1
277 00E1 C100      LD      (1)      ;READ DATA WORD.
278 00E3 CA0D      ST      WORD(2)    ;SAVE FOR DISPLY.

279          .PAGE
280 00E5          DATA:
281 00E5 C43F      LDI      L(DISPD)-1  ;FIX DATA SEG.
282 00E7 33        XPAL     3
283 00E8 3F        XPPC     3          ;FIX DATA SEG-GO TO DISPD.
284 00E9 90C2      JMP      MEMCK      ;CHAR RETURN.
285 00EB C404      LDI      4          ;SET COUNTER FOR NUMBER OF SHIFTS
286 00ED CA09      ST      CNT(2)
287 00EF AA0F      ILD      DDTA(2)    ;CHECK IF FIRST.
288 00F1 9C06      JNZ      DNFST
289 00F3 C400      LDI      0          ;ZERO WORD IF FIRST.
290 00F5 CA0D      ST      WORD(2)
291 00F7 CA11      ST      NEXT(2)     ;SET FLAG FOR ADDRESS DONE.
292 00F9          DNFST:
293 00F9 02        CCL
294 00FA C20D      LD      WORD(2)      ;SHIFT LEFT.
295 00FC F20D      ADD      WORD(2)
296 00FE CA0D      ST      WORD(2)
297 0100 BA09      DLD      CNT(2)      ;CHECK FOR 4 SHIFTS.
298 0102 9CF5      JNZ      DNFST
299 0104 C20D      LD      WORD(2)      ;ADD NEW DATA.
300 0106 58        ORE
301 0107 CA0D      ST      WORD(2)
302 0109 90DA      JMP      DATAL

303          .PAGE      'HEX NUMBER TO SEGMENT TABLE '
304
305
306          ;          HEX NUMBER TO SEVEN SEGMENT TABLE
307
308
309 010B          CROM:
310 010B 3F        .BYTE      N0
311 010C 06        .BYTE      N1
312 010D 5B        .BYTE      N2
313 010E 4F        .BYTE      N3
314 010F 66        .BYTE      N4
315 0110 6D        .BYTE      N5
316 0111 7D        .BYTE      N6
317 0112 07        .BYTE      N7
318 0113 7F        .BYTE      N8
319 0114 67        .BYTE      N9

```

SCMPKB

```

320 0115 77      .BYTE  NA
321 0116 7C      .BYTE  NB
322 0117 39      .BYTE  NC
323 0118 5E      .BYTE  ND
324 0119 79      .BYTE  NE
325 011A 71      .BYTE  NF

326              .PAGE   ' MAKE 4 DIGIT ADDRESS '
327 011B      Adk:
328
329
330      ;      SHIFT ADDRESS LEFT ONE DIGIT THEN
331      ;      ADD NEW LOW HEX DIGIT.
332      ;      HEX DIGIT IN E REGISTER.
333      ;      P2 POINTS TO RAM.
334
335 011B C404      LDI      4              ;SET NUMBER OF SHIFTS.
336 011D CA09      ST       CNT(2)
337 011F AA0F      ILD      DDTA(2)      ;CHECK IF FIRST.
338 0121 9C06      JNZ      NOTFST      ;JMP IF NO.
339 0123 C400      LDI      0              ;ZERO ADDRESS.
340 0125 CA0E      ST       ADH(2)
341 0127 CA0C      ST       ADL(2)
342 0129      NOTFST:
343 0129 02      CCL              ;CLEAR LINK.
344 012A C20C      LD       ADL(2)      ;SHIFT ADDRESS LEFT 4 TIMES.
345 012C F20C      ADD      ADL(2)
346 012E CA0C      ST       ADL(2)      ;SAVE IT.
347 0130 C20E      LD       ADH(2)      ;NOW SHIFT HIGH.
348 0132 F20E      ADD      ADH(2)
349 0134 CA0E      ST       ADH(2)
350 0136 BA09      DLD      CNT(2)      ;CHECK IF SHIFTED 4 TIMES.
351 0138 9CEF      JNZ      NOTFST      ;JMP IF NOT DONE.
352 013A C20C      LD       ADL(2)      ;NOW ADD NEW NUMBER.
353 013C 58      ORE
354 013D CA0C      ST       ADL(2)      ;NUMBER IS NOW UP DATED.
355 013F 3F      XPPC      3
356

357              .PAGE   ' DATA TO SEGMENTS '
358
359
360
361      ;      CONVERT HEX DATA TO SEGMENTS.
362      ;      P2 POINTS TO RAM.
363      ;      DROPS THRU TO HEX ADDRESS CONVERSION.
364
365
366 0140      DISPD:
367 0140 C401      LDI      H(CROM)      ;SET ADDRESS OF TABLE.
368 0142 35      XPAH      1
369 0143 C40B      LDI      L(CROM)
370 0145 31      XPAL      1
371 0146 C20D      LD       WORD(2)      ;GET MEMORY WORD.
372 0148 D40F      ANI      0F
373 014A 01      XAE
374 014B C180      LD       -128(1)      ;GET SEGMENT DISP.
375 014D CA00      ST       DL(2)      ;SAVE AT DATA LOW.
376 014F C20D      LD       WORD(2)      ;FIX HI.
377 0151 1C      SR              ;SHIFT HI TO LOW.
378 0152 1C      SR
379 0153 1C      SR
380 0154 1C      SR
381 0155 01      XAE
382 0156 C180      LD       -128(1)      ;GET SEGMENTS.
383 0158 CA01      ST       DH(2)      ;SAVE IN DATA HI.

```

SCMPKB

384
385
386

```

387          .PAGE      ADDRESS TO SEGMENTS
388
389
390
391      ;      CONVERT HEX ADDRESS TO SEGMENTS.
392      ;      P2 POINTS TO RAM.
393      ;      DROPS THRU TO KEYBOARD AND DISPLAY.
394
395
396 015A      DISPA:      SCL
397 015A 03          LDI      H(CROM)      ;SET ADDRESS OF TABLE.
398 015B C401          XPAH      1
399 015D 35          LDI      L(CROM)
400 015E C40B          XPAL      1
401 0160 31
402 0161      LOOPD:      LD      ADL(2)      ;GET ADDRESS.
403 0161 C20C          ANI      0F
404 0163 D40F          XAE
405 0165 01          LD      -128(1)      ;GET SEGMENTS.
406 0166 C180          ST      ADLL(2)      ;SAVE SEG OF ADR LL.
407 0168 CA04          LD      ADL(2)
408 016A C20C          SR          ;SHIFT HI DIGIT TO LOW.
409 016C 1C          SR
410 016D 1C          SR
411 016E 1C          SR
412 016F 1C          XAE
413 0170 01          LD      -128(1)      ;GET SEGMENTS
414 0171 C180          ST      ADLH(2)
415 0173 CA05          CSA          ;CHECK IF DONE.
416 0175 06          ANI      080
417 0176 D480          JZ      DONE
418 0178 9809          CCL          ;CLEAR FLAG.
419 017A 02          LDI      0
420 017B C400          ST      D4(2)      ;ZERO DIGIT 4.
421 017D CA03          LD      @2(2)      ;FIX P2 FOR NEXT LOOP.
422 017F C602          JMP      LOOPD
423 0181 90DE
424 0183      DONE:      LD      @-2(2)      ;FIX P2.
425 0183 C6FE
426
427

```

```

428          .PAGE      DISPLAY AND KEYBOARD INPUT
429
430      ;      CALL      XPPC      3
431
432      ;      JMP      COMMAND IN A GO=6, MEM=7, TERM=3
433      ;      IN E GO=22, MEM=23, TERM=27.
434      ;      NUMBER RETURN      HEX NUMBER IN E REG.
435
436      ;      ABORT KEY GOES TO ABORT.
437
438      ;      ALL REGISTERS ARE USED.
439
440      ;      P2 MUST POINT TO RAM. ADDRESS MUST BE XXX0.
441
442      ;      TO RE-EXECUTE ROUTINE DO XPPC P3.
443
444
445 0185      KYBD:      LD      0          ;ZERO CHAR.
446 0185 C400          ST      CHAR(2)
447 0187 CA0B

```

SCMPKB

SCMPK8

```

448 0189 C40D      LDI      H(DISPLAY)      ;SET DISPLAY ADDRESS.
449 018B 35        XPAH      1
450 018C          OFF:
451 018C C4FF      LDI      -1                ;SET ROW/DIGIT ADDRESS.
452 018E CA10      ST        ROW(2)           ;SAVE ROW COUNTER.
453 0190 C40A      LDI      10                ;SET ROW COUNT.
454 0192 CA09      ST        CNT(2)
455 0194 C400      LDI      0
456 0196 CA0A      ST        PUSHED(2)        ;ZERO KEYBOARD INPUT.
457 0198 31        XPAL      1                ;SET DISP ADDRESS LOW.
458 0199          LOOP:
459 0199 AA10      ILD        ROW(2)           ;UP DATE ROW ADDRESS.
460 019B 01        XAE
461 019C C280      LD        -128(2)          ;GET SEGMENT.
462 019E C980      ST        -128(1)          ;SEND IT.
463 01A0 8F00      DLY        0                ;DELAY FOR DISPLAY.
464 01A2 C180      LD        -128(1)          ;GET KEYBOARD INPUT.
465 01A4 E4FF      XRI      0FF              ;CHECK IF PUSHED.
466 01A6 9C4C      JNZ      KEY              ;JUMP IF PUSHED.
467 01A8          BACK:
468 01A8 BA09      DLD        CNT(2)           ;CHECK IF DONE.
469 01AA 9CED      JNZ      LOOP              ;NO IF JUMP.
470 01AC C20A      LD        PUSHED(2)        ;CHECK IF KEY.
471 01AE 980A      JZ        CKMORE
472 01B0 C20B      LD        CHAR(2)          ;WAS THERE A CHAR?
473 01B2 9CD8      JNZ      OFF              ;YES WAIT FOR RELEASE.
474 01B4 C20A      LD        PUSHED(2)        ;NO SET CHAR.
475 01B6 CA0B      ST        CHAR(2)
476 01B8 90D2      JMP      OFF
477 01BA          CKMORE:
478 01BA C20B      LD        CHAR(2)          ;CHECK IF THERE WAS A CHAR.
479 01BC 98CE      JZ        OFF              ;NO KEEP LOOKING.

480          .PAGE
481
482          ;      COMMAND KEY PROCESSING
483
484 01BE          COMMAND:
485 01BE 01        XAE                ;SAVE CHAR.
486 01BF 40        LDE                ;GET CHAR.
487 01C0 D420      ANI      020          ;CHECK FOR COMMAND.
488 01C2 9C28      JNZ      CMND        ;JUMP IF COMMAND.
489 01C4 C480      LDI      080          ;FIND NUMBER.
490 01C6 50        ANE
491 01C7 9C1B      JNZ      LT7          ;0 TO 7.
492 01C9 C440      LDI      040
493 01CB 50        ANE
494 01CC 9C19      JNZ      N89          ;8 OR 9.
495 01CE C40F      LDI      0F
496 01D0 50        ANE
497 01D1 F407      ADI      7            ;MAKE OFF SET TO TABLE.
498 01D3 01        XAE                ;PUT OFF SET AWAY.
499 01D4 C080      LD        -128(0)        ;GET NUMBER.
500 01D6          KEYRTN:
501 01D6 01        XAE                ;SAVE IN E.
502 01D7 C702      LD        02(3)         ;FIX RETURN.
503 01D9 3F        XPPC      3            ;RETURN.
504 01DA 90A9      JMP      KYBD          ;ALLOWS XPPC P3. TO RETURN.
505
506 01DC 0A0B      .BYTE 0A,0B,0C,0D,0,0,0E,0F
507 01E4          LT7:
508 01E4 60        XRE                ;KEEP LOW DIGIT.
509 01E5 90EF      JMP      KEYRTN
510 01E7          N89:

```

SCMPKB

```

511 01E7 60      XRE      ;GET LOW.
512 01E8 F408    ADI      08      ;MAKE DIGIT 8 OR 9.
513 01EA 90EA    JMP      KEYRTN

514              .PAGE
515 01EC      CMND:
516 01EC 60      XRE
517 01ED E404    XRI      04      ;CHECK IF ABORT.
518 01EF 9808    JZ       ABRT    ;ABORT.
519 01F1 3F      XPPC      3      ;IN E 23=MEM,22=GO,27=TERM.
520              ;IN A 7=MEM,6=GO,3=TERM.
521 01F2 9091    JMP      KYBD    ;ALLOWS JUST A XPPC P3 TO RETURN.
522
523
524 01F4      KEY:
525 01F4 58      ORE
526 01F5 CA0A    ST       PUSHED(2) ;MAKE CHAR.
527 01F7 90AF    JMP      BACK    ;SAVE CHAR.
528
529 01F9      ABRT:
530 01F9 C400    LDI      H(ABORT)
531 01FB 37      XPAH      3
532 01FC C43F    LDI      L(ABORT)-1
533 01FE 33      XPAL      3
534 01FF 3F      XPPC      3      ;GO TO ABORT

535              .PAGE      ' RAM OFF-SET '
536
537
538 0000 DL      =      0      ;SEGMENT FOR DIGIT 1
539 0001 DH      =      1      ;SEGMENT FOR DIGIT 2
540 0002 D3      =      2      ;SEGMENT FOR DIGIT 3
541 0003 D4      =      3      ;SEGMENT FOR DIGIT 4
542 0004 ADLL    =      4      ;SEGMENT FOR DIGIT 5
543 0005 ADLH    =      5      ;SEGMENT FOR DIGIT 6
544 0006 ADHL    =      6      ;SEGMENT FOR DIGIT 7
545 0007 ADHH    =      7      ;SEGMENT FOR DIGIT 8
546 0008 D9      =      8      ;SEGMENT FOR DIGIT 9
547 0009 CNT     =      9      ;COUNTER.
548 000A PUSHED  =     10      ;KEY PUSHED.
549 000B CHAR    =     11      ;CHAR READ.
550 000C ADL     =     12      ;MEMORY ADDRESS LOW.
551 000D WORD    =     13      ;MEMORY WORD.
552 000E ADH     =     14      ;MEMORY ADDRESS HI.
553 000F DDTA    =     15      ;FIRST FLAG.
554 0010 ROW     =     16      ;ROW COUNTER.
555 0011 NEXT    =     17      ;FLAG FOR NOW DATA.
556
557
558 0000      .END

```

SCMPKB

***** 0 ERRORS IN ASSEMBLY *****

A	ABORT	ABRT	ADH	ADHH	ADHL	ADL	ADLH	ADLL	ADR
0FFD	0040	01F9	000E	0007	0006	000C	0005	0004	011B
BACK	CHAR	CKMORE	CMND	CNT	COMMAN	CROM	D3	D4	D9
01A8	000B	01BA	01EC	0009	01BE	010B	0002	0003	0008
DASH	DATA	DATAL	DDTA	DH	DISP	DISPA	DISPD	DL	DNFST
0040	00D7	00E5	000F	0001	0D00	015A	0140	0000	00F9
DONE	DTACK	E	ERROR	GO	GOCK	GOL	GOOUT	INIT	KE
0183	009D	0FFE	0083	0069	007F	0073	0003	0001	0079
KEY	KEYRTN	KO	KR	KYBD	LOOP	LOOPD	LT7	MEM	MEMCK

SCMPKB

01F4	01D6	005C	0050	0185	0199	0161	01E4	00BB	00AD
MEMDN	MEML	N0	N1	N2	N3	N4	N5	N6	N7
00A1	00C1	003F	0006	005B	004F	0066	006D	007D	0007
N8	N89	N9	NA	NB	NC	ND	NE	NEXT	NF
007F	01E7	0067	0077	007C	0039	005E	0079	0011	0071
NOTFST	OFF	PIH	PIL	P2H	P2L	PUSHED	RAM	ROW	S
0129	018C	0FF9	0FFA	0FFB	0FFC	000A	0F00	0010	0FFF
SA	SB	SC	SD	SE	SF	SG	START	WAIT	WCK
0001	0002	0004	0008	0010	0020	0040	0020	0056	0061
WORD									
000D									

A799 08AB

Questa sezione è autonoma. E' in grado di gestire la tastiera ed il display, di eseguire il programma presente in memoria, ma non è in grado di colloquiare con il mondo esterno se non tramite tastiera.

— Le espansioni, gestite dalla sezione micro, consentono:

- Impostazione da morsettiera del SA e del SB di SC/MP.
- Visualizzazione tramite Led dello stato dei SA, SB.
- Dotano Pippo di due ports paralleli da 8 bits per operazioni di I/O (Input/Output) TTL compatibili.
- Visualizzazione degli 8 bits di uscita tramite Leds.
- Disponibilità in morsettiera, con segnali TTL, di F0; F1; F2; Sout. Visualizzazione degli stessi tramite Leds di vari colori.
- Prelevano dalla morsettiera il segnale SIN e lo portano a SC/MP.
- Disponibilità in morsettiera del segnale di XOUT.
- Reset da morsettiera dei ports. Lo stato del CLR è visualizzato tramite Led.
- Possibilità di allacciamento, tramite connettore, con scheda esterna per il funzionamento in "singolo ciclo" o in "singola istruzione".

Come si può notare da questa sommaria descrizione preliminare, pur nella sua semplicità ed economicità, PIPPO non è un giocattolo a microprocessore! Scevro da fronzoli o promesse miracolistiche, si presenta per quello che è: Economico sistema didattico per soddisfare le non poche esigenze di chi ha veramente intenzione di imparare ad usare un μP versatile ed economico come SC/MP. Per questa esigenza ha tutte le carte in regola.

Lo schema generale di Pippo, per questioni di chiarezza, data la quantità non piccola di componenti presenti, è stato spezzato in tre parti. Come si può vedere in fig. 43 e 44, tutti i componenti sono stati numerati. Sugli stessi è altresì riportata anche la numerazione dei relativi piedini per ogni integrato. Tutto questo lavoro è stato fatto per facilitare al massimo sia la lettura e l'illustrazione dello schema, che il rapido riconoscimento dei punti salienti sullo stampato.

Gli integrati adottati per le varie funzioni sono del tipo 74LS (Low-Schottky) che, seppure più cari della serie 74, consentono di limitare notevolmente le correnti di alimentazione. In questo modo la sezione alimentatrice, ampiamente dimensionata, non rischia di trasformarsi in una stufetta elettrica.

Il software, della lunghezza di 512 Bytes, è residente in una EPROM del tipo MM 5204. Esso contiene numerose routines di utilizzo, che possono essere richiamate all'occorrenza. L'analisi dello schema e del software qui riportato, sarà oggetto di un più attento esame nei prossimi capitoli.

Costo materiale

	Abbonati	Non abbonati
PIPPO base	99.500	119.400
Espansioni	21.090	25.365
Alimentatore	18.810	22.575
Totale	139.400	167.340

I prezzi sono comprensivi di I.V.A e spese postali.

UK639



INTERRUTTORE E VARIALUCE SENSITIVO UK 639

Attenuatore di luce TRIAC con originale sistema di pilotaggio che richiede il semplice tocco con un dito per eseguire sia le operazioni di regolazione che di accensione-spegnimento di una o più lampade.

Gli impieghi dell'UK 639 sono svariati: attenuazione delle luci negli appartamenti, nei negozi, nelle sale di proiezione, nei laboratori fotografici ecc.



CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione: 220 V c.a. 50 Hz.
Potenza passante: 250 W max

UK726



MODULATORE DI LUCE MICROFONICO UK 726

Questa scatola di montaggio consente la modulazione della luce a mezzo di microfono.

Pratico per la realizzazione di giochi di luci psichedeliche.

Non sono necessari collegamenti elettrici all'amplificatore; l'UK 726 può essere infatti semplicemente avvicinato alla cassa acustica, oppure all'altoparlante di una radio o di un registratore, oppure all'orchestra, al disc-jockey, al cantante, ottenendo risultati sorprendenti.

L'apparecchio è dotato di una regolazione della sensibilità che, al suo massimo valore, consentirà di ottenere l'effetto psichedelico solamente con dei sussurri.



CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione rete: 220 V 50 Hz
Potenza max delle lampade: 500 W

UK428



MULTIMETRO DIGITALE UK 428

Completo ed efficiente strumento con precisione di tre cifre e mezza, fornito di rete di adattamento a larga banda passante ed elevata impedenza d'ingresso per la misura delle tensioni e delle correnti in corrente continua ed alternata e delle resistenze, dispositivo per la misura della caduta di tensione sulle giunzioni a semiconduttore. Adatto per laboratorio e servizio di riparazioni.



CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione: 220 Vc.a. 50/60 Hz.
Funzioni: V CC, V CA, I CC, I CA, R

Portate voltmetriche
200 mV, 2 V, 20 V, 200 V
2 kV fondo scala

Portate amperometriche
200 μ A, 2 mA, 20 mA, 200 mA,
2 A a fondo scala.

Portate ohmmetriche:
20 M Ω , 2 M Ω , 200 k Ω , 20 k Ω , 2 k Ω
Precisione tra 20 e 25 $^{\circ}$ C

Tensione continua
Per la scala 200 mV $\pm 0,2\%$
Per le altre scale $\pm 0,5\%$

Tensione alternata $\pm 1\%$

Corrente continua $\pm 1\%$

Corrente alternata $\pm 2\%$

Resistenze $\pm 1\%$

Banda passante a 3 dB 20 kHz

Stabilità termica $\pm 0,005\%$ per grado centigrado

Dimensioni d'ingombro

270 x 175 x 100

II TV GAMES modello UK 970 Amtron

Abbiamo già presentato in precedenti numeri di E.V. (6/78 e 1/79) dei TV Games, che hanno indubbiamente raccolto un innegabile successo.

Quello che presentiamo è un KIT per principianti, completo in ogni particolare, inclusa una elegante custodia in materiale plastico, il cui montaggio è particolarmente semplice.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione 9V, con 6 pile da 1,5 volt in serie.

Portante AF: 62,25 MHz = Canale 4.

Connessione al televisore in cavetto concentrico tipo TV da 75 Ω .

Giochi programmati 4: Tennis, Calcio, Hockey, Pelota (doppio e singolo).

IL CIRCUITO

Lo UK 970 come del resto un gran numero degli apparecchietti simili già in commercio a prezzi accessibili, si basa sull'impiego di un modulo "ad alto grado d'integrazione" noto con la sigla AY 3-8500.

Le nuove tecniche d'alta integrazione (LSI) oltre a produrre i versatissimi microprocessori, d'uso universale, mettono di tanto in tanto sul mercato moduli di costruzione similare, che però sono *specializzati per eseguire tipiche funzioni*.

Lo AY 3-8500 è uno di questi: tutta la grande complicazione delle funzioni richieste per convertire il cinescopio in un campo di giochi con la palla, sono riassunte nell'interno del *chip integrato*. Per chi realizza il Kit, resta solo da assemblare pochi componenti, mettendo in opera poche semplici interconnessioni.

MONTAGGIO

Comprende 6 fasi: 4 per la parte elettrica-elettronica, una per il montaggio meccanico vero e proprio, una di collaudo e messa a punto. Occorrono due serate di "passatempo".

Il Kit dell'apparecchio UK 970 è corredato di un foglio di istruzioni chiarissime, dove le varie fasi sono descritte passo-passo. Vi è inoltre una serie di figure ed illustrazioni che chiariscono ogni dubbio.

Naturalmente, per un buon successo, occorre seguire alcune elementari avvertenze come:

- Adoperare un saldatore di piccola potenza, con punta adatta per montaggi piccoli, su scheda con piste di rame serigrafate.
- Usare un buon stagno con anima disossidante e non usare assolutamente nessun altro disossidante chimico.
- Fare delle saldature brillanti, con poco stagno e stare attenti che il materiale, scorrendo a caldo, non provochi corto circuiti.
- Tenere il saldatore (ben pulito) sui punti da unire, per il tempo strettamente necessario, evitando di surriscaldare componenti e piste.
- Montare i componenti polarizzati correttamente, secondo le

Fig. 1 - II TV GAMES UK 970.



istruzioni che di volta in volta sono date, nelle varie fasi del ciclo di montaggio.

Messa a punto

- Mettere in opera, sul coperchio di fondo, 6 torcette in serie, da 1,5 V.
- Collegare lo UK 970 al televisore: antenna 1° canale (VHF) mediante l'apposito cavetto a connettore.
- Accendere lo UK 970 ed il Televisore.
- Un primo indizio di buon funzionamento saranno i fischi nello altoparlante dello UK 970, in corrispondenza d'ogni battuta.
- Posizionare il selettore di canale del televisore su (4); agire sulla manopola di sintonia del televisore e contemporaneamente sul nucleo della bobina L1 dello UK 970, con piccoli spostamenti, fino ad ottenere un campo di gioco ben delimitato e stabile.
- Ottenuta la perfetta sintonia sul canale 4, regolare eventualmente il nucleo della bobina schermata L2, in modo da realizzare una più rettilinea dellimitazione del rettangolo di gioco.
- Se il quadro tende a scorrere sullo schermo del cinescopio, agire sul controllo di *sincro-verticale* del televisore.

COME SI GIOCA

Una descrizione particolareggiata dei giochi, con nitide illustrazioni, si può avere nel numero 6/78 di E.V. pagina 36: "TV GAME 1".

Ad ogni modo, ripetiamo qui in sintesi breve le modalità dei 4 giochi possibili, programmati nell'integrato AY 3-8500.

Fig. 2 - La scheda dello UK 970 completa e pronta da inserire nella custodia di plastica: in essa si notano l'integrato e 3 transistori.

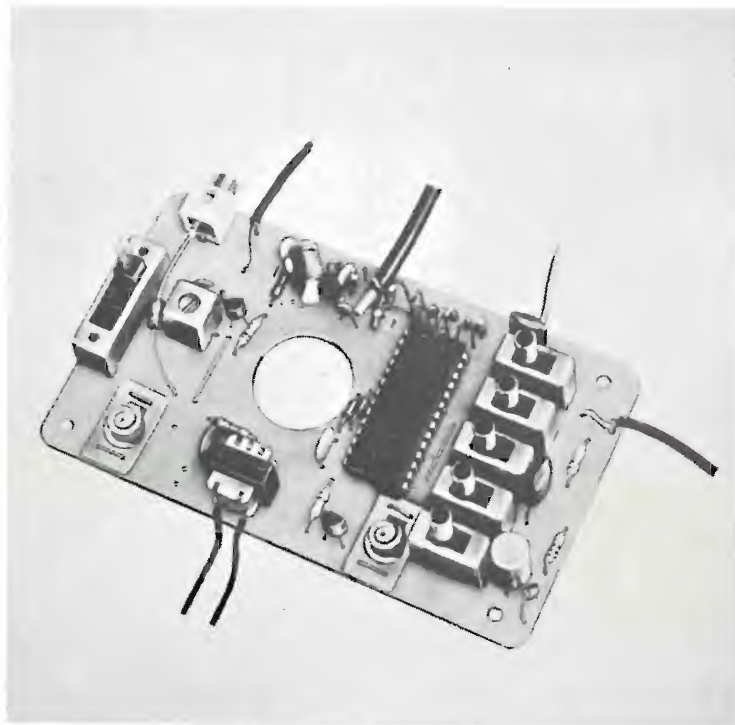
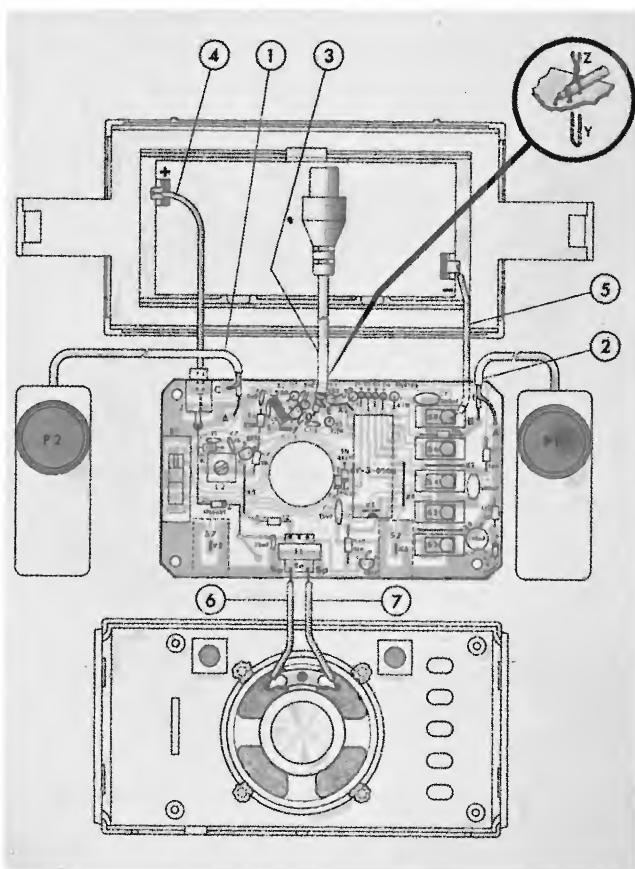


Fig. 3 - Vista esplosa dello UK 970: 1-2 - cavetti schermati di connessione ai potenziometri; 3 - cavetto concentrico e connettore per la connessione al televisore; si osservi il particolare ZY che serve a bloccare il cavetto sulla scheda; 4-5 - fili di connessione al porta-pile; 6-7 - connessioni all'altoparlante.



Tennis

Sul cinescopio compaiono le delimitazioni, la linea di rete, due racchette. Il punteggio, figura 4, appare in alto su ogni campo.

Quando ha inizio il gioco, compare la pallina; le difficoltà progressive, funzione della abilità acquisita dal giocatore, sono selezionabili mediante regolazioni sullo UK 970. Esse consistono nella velocità della palla, angoli di rimbalzo, lunghezza delle racchette.

I rimbalzi, palla colpita, punto segnato, sono accompagnati da suoni.

Calcio ed Hockey

Ogni partecipante dispone d'un attaccante e d'un portiere; quando l'attaccante colpisce la palla, questa va verso il portiere avversario.

Se l'attaccante perde la palla, questa procede nella sua metà campo.

Se il portiere non riesce a respingere la palla e questa entra in porta, il totalizzatore scatta un punto a favore dell'avversario.

Pelota

Esiste un solo campo e la palla rimbalza sul "muro di fondo" o sui lati. La palla deve essere colpita alternativamente da uno dei due giocatori.

Il giocatore che si lascia sfuggire la palla, è penalizzato d'un punto.

Practice (Allenamento)

Campo come il precedente, un solo giocatore; col *practice* una persona si esercita per conseguire una maggiore abilità, aumentando gradualmente le difficoltà.

PRODOTTI NUOVI

Antifurto per mezzi mobili KS 450

Questo antifurto, sensibile alle vibrazioni, viene offerto in KIT dalla Organizzazione di vendita GBC, ed è prodotto dalla KuriusKit.

Scopo del dispositivo è di proteggere da manomissione, furto, intrusioni: motoscafi, caravans, motociclette ed altri mezzi motorizzati.

Modo di funzionamento

Al primo tentativo non vi è alcun allarme, ma solo un "all'erta".

Al secondo tentativo vi è un preallarme di breve durata.

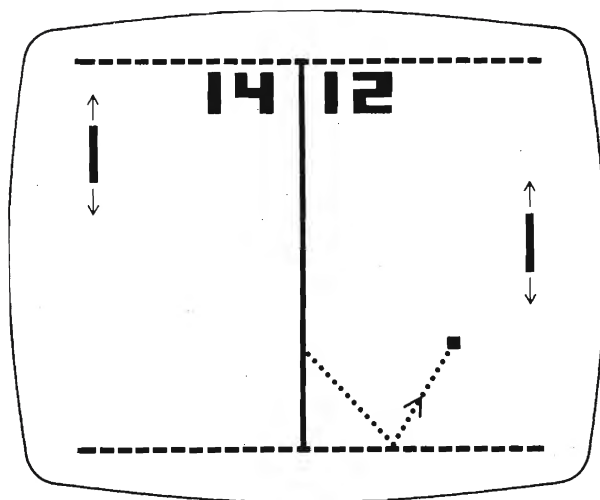
Al terzo tentativo vi è un allarme di lunga durata.

Si ha così una efficace protezione sensibile agli allarmi, ma praticamente inerte alle cause accidentali. Il consumo, durante la fase di attesa, è ridottissimo e non scarica quindi la batteria del mezzo protetto.

Caratteristiche principali

- Tensione di funzionamento $6 \div 15 \text{ Vcc}$
- Corrente assorbita (in assenza di allarme) $20 \mu\text{A}$
- Tempo di guardia iniziale 20 secondi
- Tempo di preallarme 10 secondi
- Tempo di allarme 30 secondi
- Sensore di ingresso contatto meccanico in chiusura
- Segnale di uscita contatto elettronico di massa
- Corrente massima di uscita (avvisatore) 1 A cc

Fig. 4 - Il campo di tennis con rete, delimitazioni laterali, racchette e palla.

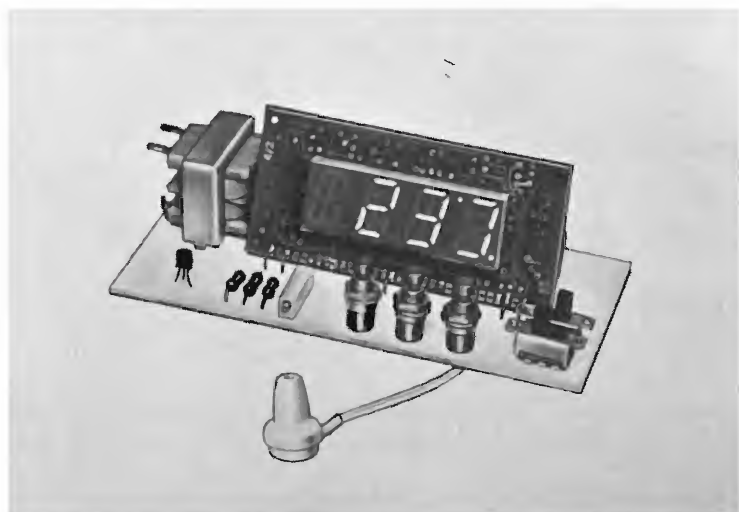


Tennis

Comunicato stampa - Kuriuskit

KS 430 - TERMO-OROLOGIO

Un comodo orologio digitale ed un preciso termometro digitale con lo stesso circuito. Applicabile per svariati usi: orologio-sveglia, orologio da tavolo, orologio da pannello per strumenti, termometro ambiente.



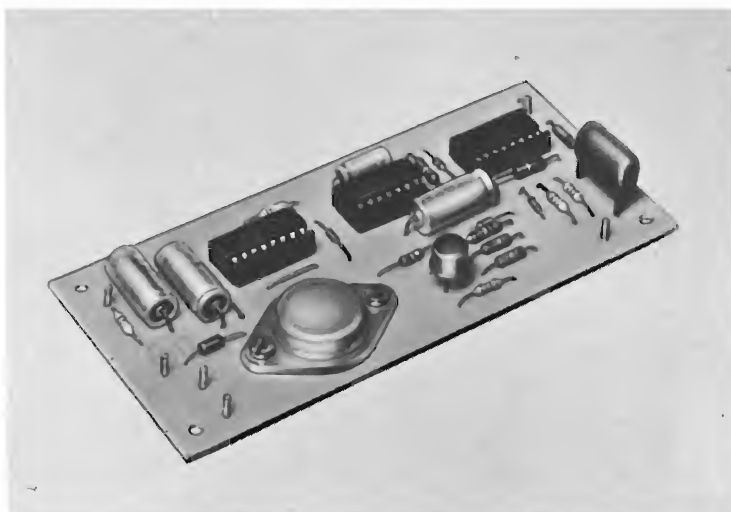
Alimentazione

CARATTERISTICHE TECNICHE

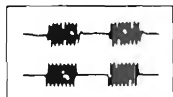
- | | |
|--------------------------|--------------------------------------|
| Alimentazione | dalla rete 220V CA 50 o 60 Hz |
| Funzionamento orologio | 24 o 12 h |
| Funzionamento termometro | $0 \div 40^\circ\text{C}$ |
| Possibilità di lettura | in gradi centigradi o in fahrenheit. |

Indicazione di un'avvenuta mancanza di corrente con lampeggiamento del display.

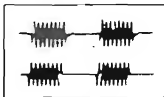
In vendita presso tutti i distributori "G.B.C."



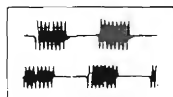
125 Hz



250 Hz



1 kHz



2 kHz



UNO ALLA VOLTA

Sintonizzatore diodomatic a sintonia elettronica BS 290 Unificato 3B

(Descrizione relativa allo schema "Seleco" pubblicato sul n. 12).

GENERALITA'

La sintonizzazione, la scelta dei canali e la commutazione di banda possono essere realizzate elettronicamente, le prime due mediante diodi a capacità variabile Varicap, l'ultima mediante diodi di commutazione.

I vantaggi di tale comando elettronico sono:

- assenza di parti mobili
- riduzioni delle dimensioni
- sicurezza di funzionamento
- precisione nel ritorno di sintonia
- assenza di collegamenti meccanici tra pulsantiera e gruppo.

L'avvento del sintonizzatore con diodi a capacità variabile è stato determinato dalle esigenze della TVC.

Una piccola desintonizzazione (mezzo megahertz) mentre non provoca effetti apprezzabili in un televisore in bianco e nero determina in un ricevitore TVC la perdita dei colori.

L'impiego di particolari transistori, di alimentazioni stabilizzate e dei diodi Varicap elimina questa possibilità ed il ricorso a controlli automatici di sintonia risulta così inutile.

DATI TECNICI

Frequenza di ricezione

Banda I	47 ÷ 88 MHz
Banda III	170 ÷ 230 MHz
Banda IV e V	470 ÷ 790 MHz

Uscita M.F.

Portante video	38,9
Portante suono	33,4
Frequenza dell'oscillatore superiore a quella di ricezione.	

Alimentazione

Tensione di alimentazione	12 Vcc
---------------------------	--------

Tensione di varicap

Tensione di AGC

+ 2 ÷ + 30 Vcc

+ 7,5 ÷ + 2 Vcc

Assorbimento

Banda I

9 mA

Banda III

28 mA

Banda IV e V

28 mA

Ingresso d'antenna

75 ohm asimmetrico.

FUNZIONI ELETTRONICHE

Transistori

AF 279

AF 280

AF 109 R

AF 106

AF 106

amplificatore UHF

miscelatore UHF

amplificatore VHF

oscillatore VHF

mescolatore VHF

Diodi

BA 243

BA 243

BA 243

BA 243

1N 4154

1N 4154

1N 4154

1N 4154

1N 4154

1N 4154

1N 4154

BB 105

BB 105

BB 105

BB 109

BB 109 varicap VHF

BB 109

commutazione RF

commutazione RF

commutazione RF

commutazione RF

commutazione

commutazione

commutazione

commutazione

commutazione

commutazione

protezione scariche elettriche

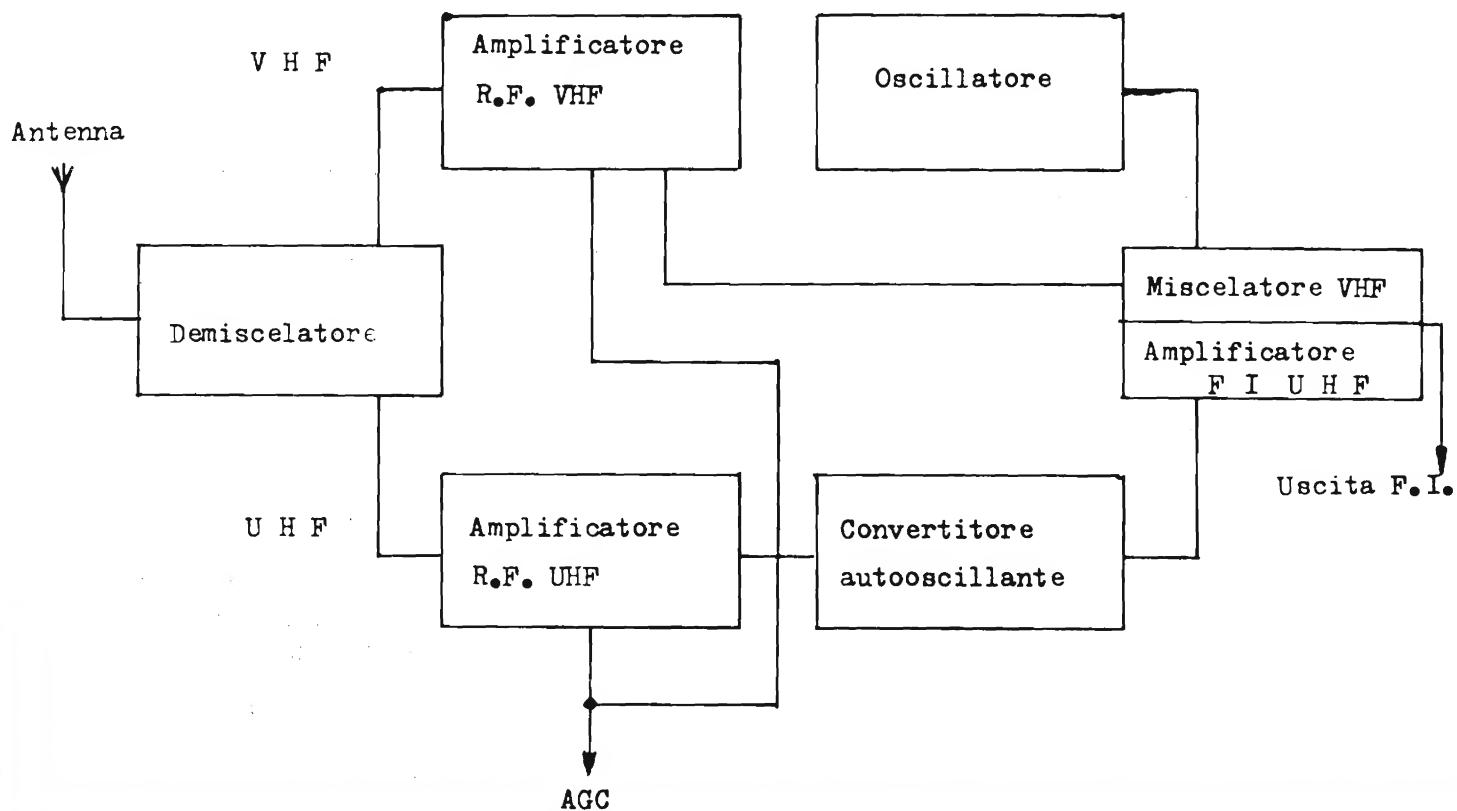
varicap UHF

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

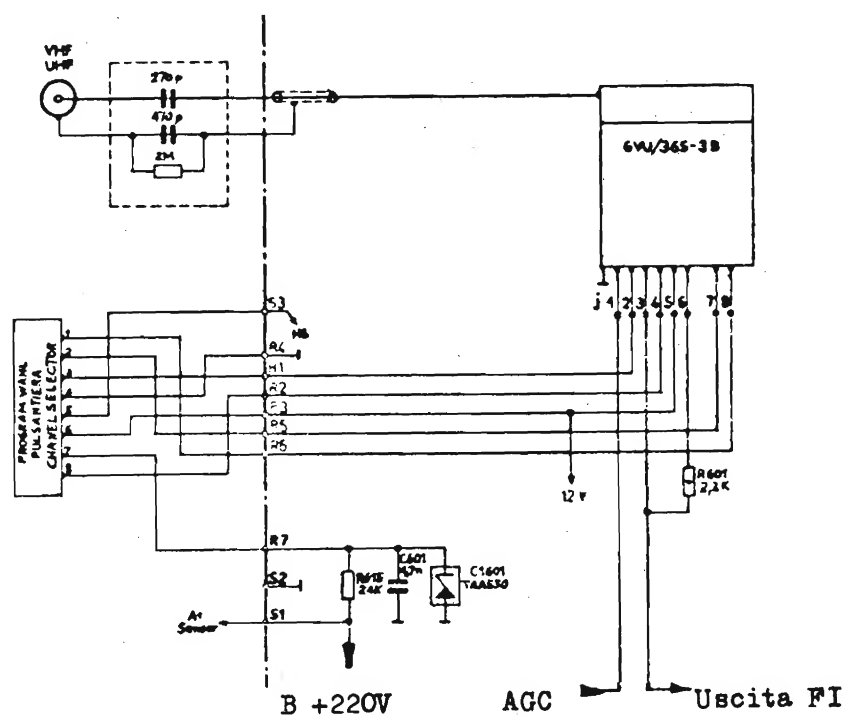
Il segnale proveniente dall'antenna è applicato all'ingresso comune VHF + UHF tramite un connettore che contiene un circuito capacitivo atto ad isolare il morsetto dell'antenna dal telaio del televisore.

All'ingresso del gruppo un circuito demiscelatore provvede alla separazione dei segnali UHF da quelli VHF.

S C H E M A A B L O C C H I



DESCRIZIONE DEL CIRCUITO



Sezione VHF

All'ingresso un filtro di forma opportuna lascia passare senza attenuazione solo i segnali della banda I e III prima di applicarli all'emettitore del prestadio con base a massa e regolabile con l'AGC.

Il diodo D2 impedisce alla tensione dell'AGC di arrivare all'oscillatore VHF nel funzionamento in UHF.

Il diodo D3 in banda III alimenta il preamplificatore, in banda I blocca la tensione di alimentazione ai diodi di commutazione. Sul collettore del preamplificatore si trova il filtro di banda con accoppiamento induttivo, accordato con i diodi a capacità variabile D9 e D10.

Ogni induttanza del filtro è composta da due bobine, una in aria adatta per la banda III, una avvolta su supporto con nucleo in ferrite, adatta per la taratura della banda I su cui si accorda quando è in serie alla bobina.

I diodi D5 e D6 commutano il filtro nelle due bande:

in banda I sono all'interdizione perciò le bobine L6 ed L7 si trovano in serie a L9 + L10 ed L11 + L12;

in banda III conducono ed essendo la resistenza diretta molto bassa (1 ohm), cortocircuitano a massa attraverso C9 e C13 le bobine L9 + L10 ed L11 + L12.

Analogamente D7 commuta l'accoppiamento induttivo al mixer.

Le bobine in aria sono tarate mediante la spaziatura delle spire.

Il condensatore C11 compensa la capacità del preamplificatore ed è formato da un filo avvolto su un piedino a massa. Avvolgendo il filo si aumenta la capacità. Si ha la giusta taratura quando il filtro si mantiene in passo su tutta l'escursione di banda.

L'oscillatore è accordato dal diodo a capacità variabile D11 ed è commutato da D8.

Il condensatore di reazione C20 sostiene le oscillazioni in banda III e deve essere più piccolo possibile per non ridurre l'escursione dell'oscillatore; poiché la reazione all'inizio banda I è insufficiente, è stato aggiunto il condensatore C19.

1ª (continua)

ERRATA CORRIGE

Sui numeri 12, 13, 14 è stato pubblicato un articolo col seguente titolo: "Norme di taratura e regolazioni dei televisori a colori con telaio modulare serie BS 260" mentre quello esatto è "Norme di taratura e regolazioni dei televisori a colori con telaio modulare serie BS 290".

radiocomunicazioni
civili

mazzoni ciro

I3 VHF

37100 VERONA

Via S. Marco 79/C

Tel. 44828 - 592554

**Assistenza
tecnica installazioni.**

**Apparecchiature
per radioamatori.**

Impianti di

**Radiocomunicazione per
uso civile.**

Ponti radio.

**Navigazione marittima
e aerea.**

UK716

AMTRON

**MISCELATORE
STEREO
A 3 INGRESSI
UK 716**

Questo apparecchio realizzato con semplicità e funzionalità d'uso, consente di miscelare contemporaneamente tre sorgenti di segnale e precisamente un ingresso per giradischi magnetico, un ingresso ausiliario per registratore e sintonizzatore e infine un ingresso per microfono.

Il dosaggio dei vari segnali è parzializzato dai relativi regolatori a cursore. Dispone di due prese d'uscita del segnale con due differenti livelli.

L'ingombro e il peso lo rendono disponibile a qualsiasi adattamento.



CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione: 220 V.c.a. 50-60 Hz
Assorbimento: 1 VA
Impedenza ing. PHONO: 47 kΩ
Impedenza ing. AUX: 56 kΩ
Impedenza ing. MIKE: 22 kΩ
Sensibilità PHONO: 4 mV
Sensibilità AUX: 110 mV
Sensibilità MIKE: 2,5 mV
Distorsione: < 0,2%
Diafonia: > 45 dB
Risposta in frequenza AUX-MIKE
40 ÷ 100.000 Hz (—3 dB)
Risposta in frequenza PHONO
secondo R.I.A.A. (± 2 dB)
Uscita alto livello imp. 2,2 kΩ: 1 V
Uscita basso livello imp. 6 kΩ: 70 mV
Dimensioni: 165 x 145 x 73

UK716/W - montato

così la possibilità di venire riflessi; però i treni d'onda obliqui, ossia quelli che sono irradiati quasi paralleli al terreno, hanno questa possibilità.

Ne consegue, per effetto della geometria del nostro Globo, che le distanze massime "ad unico salto" stanno entro i 2400 km; mentre le minime, in funzione della *densità delle nubi* E_s , possono risultare comprese fra i 1500 e gli 800 km ovviamente, alle minime distanze, per le frequenze di 144 MHz, corrispondono eccezionali, quanto rare densità di ionizzazione.

Le comunicazioni via- E_s , in gamma 144 Mhz, sono precedute da un "alert" che può durare parecchie ore: prima si ha il *salto corto* (short skip) nelle gamme 14-21-28 MHz; poi si ricevono stazioni lontane sui canali più bassi della TV; quindi arrivano segnali della radiodiffusione straniera nella gamma FM: 88-108 MHz; infine si apre la gamma 144 MHz.

Nei mesi estivi, una *ripassata* mattutina sulla FM è sempre utile: se invece delle solite stazioni locali, si comincia a sentire la gamma radiodiffusione viva e, di tanto in tanto si captano stazioni straniere, quella può essere una giornata felice per i DX nella gamma amatori dei 144 MHz.

Il meteor scatter

Il cosmo è pieno di materiali solidi le cui dimensioni vanno dal granello di polvere al macigno del peso di tonnellate. La Terra, percorrendo la sua orbita intorno al Sole, incontra ogni giorno miliardi di questi *meteoridi* e quindi una pioggia ininterrotta di materiali solidi penetra ad ogni istante nell'alta atmosfera.

Risucchiati dalla forza di gravità, questi solidi sono animati da velocità elevate, sicché quando alla quota di circa 150 km cominciano a trovare gas meno rarefatti, essi divengono roventi.

La collisione con le molecole dei gas dissipa completamente la loro energia cinetica, i corpi divengono incandescenti e di norma fra i 120 e gli 80 km di quota si ha la completa *ablazione*.

Calore e luminosità sono accompagnate da ionizzazione, ogni granello solido che si autodistrugge attraversando obliquamente lo strato E, a velocità che mediamente vanno da 70 a 10 km/sec, lascia dietro di sé una scia cilindrica del diametro non minore di 10 cm, lunga decine di chilometri. La densità di ionizzazione di ogni scia meteo-

rica è tale da produrre riflessione e rifrazione a treni d'onde metriche (VHF e parte delle UHF).

La riflessione diffusa (scatter) produce, entro un raggio di un migliaio di chilometri dal punto d'incidenza, segnali intermittenti: *bursts* che variano in durata, ampiezza nonché sequenza (fra due bursts successivi).

A seconda delle dimensioni del meteoride, la ionizzazione e quindi i bursts del segnale VHF che ritorna a Terra, possono durare dai millisecondi ai minuti: collegamenti tipici, della durata di circa mezz'ora, si possono realizzare in telegrafia morse, avvalendosi della successione di 20-30 bursts della durata di 3 ÷ 7 secondi ciascuno.

Naturalmente, anche l'intervallo fra due bursts varia in modo del tutto casuale, come dire da frazioni di secondo ad alcuni minuti.

Con potenze di circa 250W ed antenne Yagi da 12 ÷ 14 dB di guadagno, la ricezione degli echi da scie meteoriche non richiede apparecchi di qualità eccezionalmente elevata.

Riflessioni da cortine d'aurora

La aurora boreale è una luminescenza dell'alta atmosfera con emissione di radiazioni luminose, provocata da sciame di corpuscoli elettrizzati emessi dal Sole specie in occasione di grandi eruzioni di materia incandescente.

Il campo geomagnetico devia i corpuscoli, costringendoli a concentrarsi nelle regioni polari: per noi le massime concentrazioni si hanno verso il circolo artico fra 65° e 70° di latitudine (Fig. 7.2).

Le aurore si presentano come cortine verticali che iniziano sui 100 km e possono spingersi verso l'alto fino ad 800 ÷ 1000 km.

La densità di ionizzazione da corpuscoli è così elevata, in quelle zone, che in molte notti dell'anno i gas dell'alta atmosfera, fortemente eccitati, si illuminano (vedasi foto). Per quanto concerne i radio segnali, VHF e talora UHF, le

Tab. 7.2 - Probabilità per anno di utilizzare le Aurore alle varie latitudini Europa

Latitudine del proprio QTH	Numero delle notti utili
50° N	200
57°	100
54°	80
50°	20
43°	5 ÷ 10
45°	1

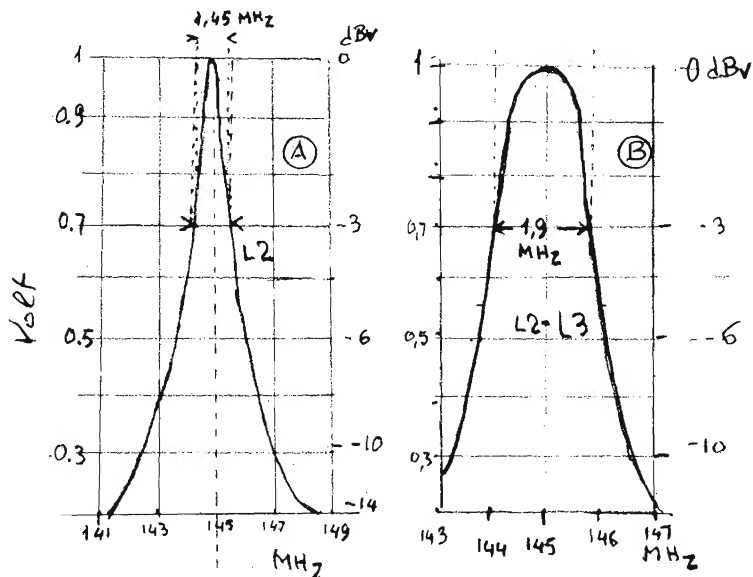


Fig. 7.4 - Curva di un solo risonatore (L2). Curva del passa-banda L2/L3.

cortine rappresentano uno specchio verticale ruvido, la quota migliore va dai 100 ai 200 km.

Purtroppo, le comunicazioni con questo mezzo riflettente, comuni nel Nord Europa, sono relativamente rare da noi, e limitate all'Italia settentrionale, in località non troppo vicine alle Alpi.

Affinché gli OM del nord Italia possano avvalersene, occorre che la eccitazione da corpuscoli sia particolarmente elevata; allora si possono avere due possibilità:

- Se la concentrazione corpuscolare è particolarmente voluminosa, possono essere interessate zone di cielo corrispondenti al 55° parallelo e quindi il punto di riflessione in strato E è *visibile* (per le onde-radio) a 1100 chilometri di distanza (45° parallelo).
- Oppure, se i potenziali elettrici sono particolarmente intensi, la radio-aurora interessa anche quote di 300 km e maggiori; la distanza utile supera i 2000 chilometri ed anche le aurore che hanno luogo al 65° parallelo, sono sfruttabili dagli OM della Val Padana.

Nelle comunicazioni via-aurora entrambi i corrispondenti debbono trovarsi un po' a sud rispetto all'area in cui si manifesta l'evento.

Puntando le antenne a nord, gli SWL hanno possibilità di ricevere stazioni VHF del Nord Europa, quando si manifesta una importante aurora.

Le aurore boreali notevoli hanno luogo una trentina d'ore dopo una eruzione solare, quindi si possono fare previsioni

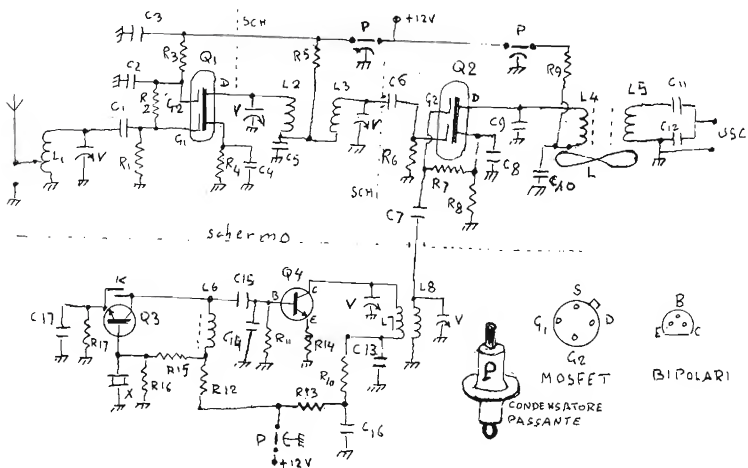


Fig. 7.5 - Circuito elettrico del Convertitore VHF.

Q1 = Q2 = MOSFET RCA 40673; Q3 = transistor bipolare BC 182; Q4 = transistor bipolare BF 224; C1 = C6 = C7 = 12 pF SM; C2 = C4 = C13 = C16 = 1 nF ceram pastiglia; C3 = 100 nF poliestere metallizz. - C5 = 390 pF SM; C8 = C10 = 4,7 nF ceram pastiglia; C9 = C11 = 22 pF SM; C12 = 270 pF SM; C14 = 68 pF SM; C15 = C17 = 10 pF SM; R1 = 68 kΩ; R2 = R15 = 22 kΩ; R3 = 180 kΩ; R4 = 270Ω; R5 = R9 = 82Ω; R6 = R7 = 47 kΩ; R8 = 120Ω; R10 = 47Ω; R11 = 1,2 kΩ; R12 = R13 = 22Ω; R14 = 10Ω; R16 = 3,9 kΩ; R17 = 390Ω.

Note: SM = Silver Mica = Condensatori a mica argentata. Tutti i resistori hanno la dissipazione di 0,25W.

P = Condensatori passanti da 1 nF;

V = Condensatori regolabili a tubetto 3÷10 pF;

K = Condensatore di reazione costituito da due codini di filo isolato in plastica. Estremità saldate ai punti indicati, estremità opposte attorcigliate: uno o due torciture. Lunghezza dei codini 15 mm.

X = Cristallo overtone alla frequenza di 43 MHz.

a breve termine.

Un convertitore per la gamma VHF

I criteri fondamentali sono noti: alcuni particolari aspetti meritano d'essere puntualizzati.

- 1) Stadio amplificatore AF., se lo stadio mescolatore fosse molto poco rumoroso, non sarebbe necessario.

Il rumore d'uno stesso componente attivo, anche se basso quando opera come amplificatore, diviene invece parecchio più alto quando si trova in circuito mescolatore: caso di Q2 in figura 7.5.

Per questo motivo si sente la necessità dello stadio amplificatore davanti al mescolatore.

Il guadagno di questo stadio deve essere il minimo possibile, ma tale da sovrastare il rumore prodotto dal mescolatore.

Non ha senso peraltro avere un guadagno eccessivo nel convertitore, poiché esso precede un ricevitore HF che ha già una elevata sensibilità.

- 2) Stadio mescolatore: la sua rumorosità non è bassa, però va limitata al minimo con la scelta d'un adatto componente e dei parametri di lavoro. Piuttosto, è importante che questo stadio, in quanto riceve un segnale AF già amplificato, abbia una *dinamica* tale da non produrre eccessive spurie da intermodulazione, quando arrivano all'antenna segnali adiacenti (in frequenza) molto forti.
- 3) Riguardo alla dinamica, lo stesso ragionamento vale per l'amplificatore AF, però è più facile evitare le spurie da intermodulazione nel primo stadio (amplificatore) che non nel mescolatore.
- 4) I circuiti risonanti AF hanno, in gamma 144 MHz, una selettività bassa; perciò le bande passanti sono, in ogni caso, troppo larghe; il che comporta inevitabilmente la possibilità di interferenza da parte di segnali molto forti, che sono appunto la causa principale delle fastidiose spurie da intermodulazione.

Se le bobine hanno un Q = 100 a 145 MHz la curva di selettività a -3 dB abbraccia uno spettro pari a 145.000

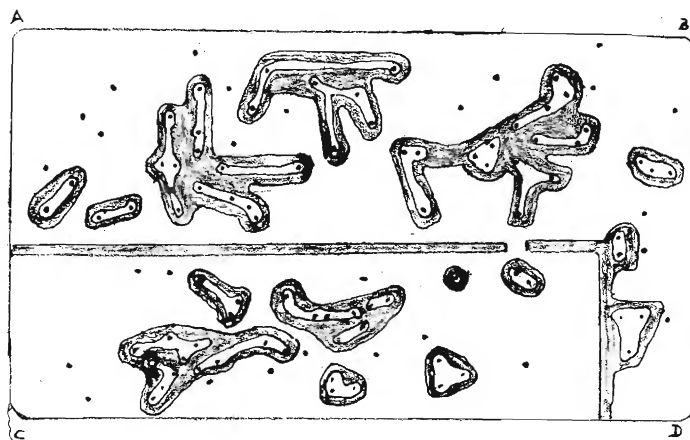


Fig. 7.6 - Disegno della scheda di 5 x 9 cm.

Vista dalla parte del rame: bianco rame, parti ombrate = vetronite scoperta.

kHz diviso 100 ossia 1450 kHz.

Tanto vale, in queste condizioni, effettuare un'accoppiamento interstadi a passa-banda (bobine L2-L3 di figura 7.5) ed ottenere una risposta abbastanza uniforme nella intera gamma, senza introdurre complicazioni, quali la sintonia aggiustabile richiederebbe.

- 5) L'impiego di MOSFET nei due stadi interessati dalla intermodulazione è quanto di meglio si può fare: però in caso di situazioni locali particolarmente sfavorevoli, si potrà adottare un *filtro d'ingresso* a risonatori multipli di *tipo elicoidale* (helical resonators) avente un Q molto più alto dei comuni induttori. Ciò naturalmente, va a scapito di quella semplicità che è un requisito essenziale nelle realizzazioni per principianti².
- 6) Il segnale di conversione (L.O = local oscillator) deve essere *ovviamente stabile*; per questo motivo si impiega un oscillatore con risonatore a lamina di quarzo *in overtone*.

Il segnale "LO" deve essere però anche *pulito*, ossia privo il più possibile di componenti spurie di frequenza diversa, che entrando nel mescolatore, permetterebbero ad altri segnali, in gamma o fuori gamma, di arrivare al ricevitore HF, in quanto convertiti al valore della F.I. (28-30 MHz ovvero 15-17 MHz).

Per questo motivo, invece di interporre fra l'oscillatore ed il mescolatore un solo risonatore, si è scelta la combinazione L7-L8 di figura 7.5. Inoltre, l'oscillatore è separato elettricamente, con un certo filtraggio nel circuito d'alimentazione e le masse degli stadi AF sono separate da quelle degli stadi oscillatore-triplicatore.

Il circuito elettrico

Lo schema è riportato in figura 7.5. Lo stadio amplificato-

Tab. 7.3 - Le bobine del convertitore

L1 - L2 - L3	5 spire di filo 1 mm nudo, stagnato od argentato avvolte in aria. Usare come mandrino un bullone da 1/4" passo gas; comprimere se necessario, le spire libere, in modo che la lunghezza dell'avvolgimento risulti 9 mm. Saldare i codini alle isole della scheda. Presa antenna L1, alla 1ª spira da massa.
L7 - L8	6 spire, come sopra.
L6	Supporto Vogt 5 mm; nucleo ferrocementale ROSSO; 18 spire filo 0,35 smalt. non spaz. avvolte cominciando da 2,5 mm dalla parte inferiore.
L4 - L5	Supporto con nucleo come sopra. 24 spire filo 0,2 smaltate, non spaziate
L	Link: vedi testo e figura 7.7
Compensatori V	Estremità calda ossia armatura non-a-massa: V della L1 si attacca al vicino codino di C1 V della L2, L7, L8: al codino della bobina che va all'isola V della L3 si salda all'apposito foro sull'isola comune al C6 (che è montato sotto).

re d'ingresso impiega il MOSFET - RCA 40673. Esso ha una cifra di rumore accettabile per le medie prestazioni in gamma 144 MHz; un buon guadagno; una buona dinamica fino a segnali moderatamente forti.

Pertanto, se si impiega una Yagi con guadagno di 13 o più dB, si gode d'una selettività aggiuntiva data dall'antenna; difatti le direttive ad elementi parassiti come la Yagi, hanno bande-passanti limitate che diminuiscono al crescere del guadagno. Con 13 dB, si ha circa il 2% della frequenza di centro (145 MHz). Certo, i segnali molto forti, specie se provenienti dalla stessa direzione di puntamento dell'antenna direttiva, se poco distanti in frequenza, ossia entro la gamma amatori, rappresentano un serio problema³.

Il circuito risonante d'ingresso è costituito da una bobina "in aria" (L1) avvolta con filo da 1 mm; l'accordo di sintonia si ottiene, in sede di messa a punto, mediante il compensatore V.

Si tratta di un piccolo condensatore regolabile di forma cilindrica, con dielettrico in ceramica o vetro, la cui capacità massima è 10pF.

Tale capacità è circa eguale a quella necessaria per l'accordo; quindi, alla fine, quando è collegato il cavo dell'antenna, occorre un ritocco finale della sintonia. Può darsi che il compensatore V venga a trovarsi al massimo della capacità: in tal caso, per verificare il buon accordo, si comprimono un po' le spire di L 1. Così facendo *si aumenta l'induttanza* della bobina e l'accordo definitivo si ottiene muovendo il cacciavite sulla testa di V, avanti ed indietro per il *massimo segnale ricevuto*.

Le bobine L2-L3 sono simili ad L1; sono disposte

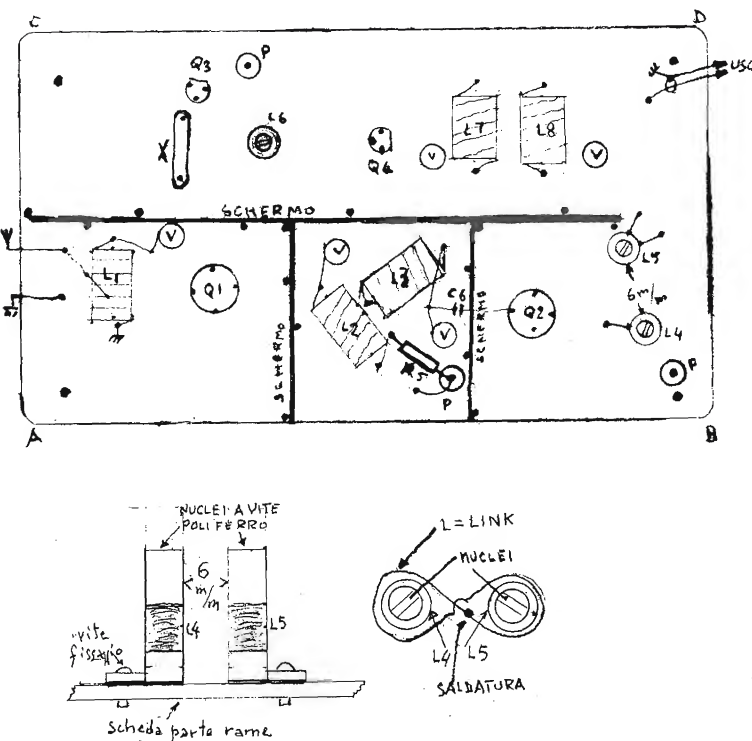


Fig. 7.7 - Scheda capovolta, vista dalla parte dei componenti. Disposizione dei fori grandi e dei maggiori componenti.

ortogonalmente, con la *estremità fredda* di L3 più vicino ad L2. Quando due induttori sono così orientati, l'accoppiamento mutuo-induttivo per concatenamento dei flussi magnetici è *minimo*.

L'accoppiamento "al critico" per ottenere la banda-passante di figura 7.4 (due bobine), è dato in parte dalle capacità parassite di entrambi gli induttori, ma soprattutto dal valore della capacità di C5, rapportato alle capacità di sintonia di ciascun compensatore V.

Difatti il coefficiente d'accoppiamento $k = \frac{\sqrt{V.V.}}{C_5}$; ossia

radice del prodotto delle capacità dei condensatori d'accordo diviso per la capacità comune (C5) è in questo circuito, più facile da determinare.

In generale, quando si dispongono le bobine parallelamente, per realizzare la mutua induzione di tipo magnetico, in VHF si hanno immancabilmente degli accoppiamenti troppo stretti, con bande passanti eccessive, essendo a queste frequenze il flusso disperso delle bobine cilindriche molto maggiore di quanto si possa immaginare. Il giusto dosaggio dell'accoppiamento richiederebbe una costosa strumentazione, però riproducendo fedelmente quanto indicato nella descrizione, nella pratica non si è molto lontani da quanto noi abbiamo sperimentato.

Dal punto di vista teorico, facciamo osservare che, con l'accoppiamento usato, se la capacità di accordo ha valore costante, il coefficiente d'accoppiamento *diminuisce* al crescere della capacità di C5.

Per concludere, diciamo che per *lato freddo* d'una bobina si intende la estremità che si trova ad un potenziale AF zero o vicino a zero; mentre la estremità opposta, in gergo è detta *lato caldo*.

Il passa-banda L2-L3 trasferisce il segnale all'elettrodo G1 di Q2, tramite un piccolo condensatore C6. Questo componente invece di essere montato come gli altri, *sopra la scheda* dal lato della vetronite scoperta, è saldato *sotto* dal lato-rame, direttamente fra le due piste (figura 7-8). Anche C7, che porta il segnale del L.O. al G2 del MOSFET (Q2) è montato allo stesso modo.

Lo stadio mescolatore (Q2) è collegato alla maniera classica, i valori dei componenti sono quelli ottimali, un po' diversi da quelli suggeriti dalla RCA per il tipo "40673". Il segnale in arrivo, convertito in una gamma HF, si prele-

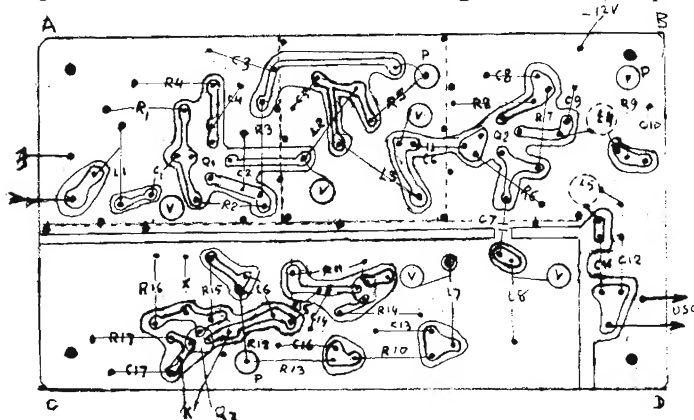


Fig. 7.8 - Disposizione dei componenti.

Scheda vista dal lato rame, i componenti sono mostrati per trasparenza.

va al drain (D) del MOSFET Q2, e viene sintonizzato dal passa-banda L4-L5.

L4 si accorda mediante il condensatore fisso C9, in quanto la bobina dispone d'un nucleo ferromagnetico a vite.

Altrettanto vale per L5; qui la sintonia è data dalla serie C11+C12. I due condensatori in serie servono ad adattare le impedenze: la tensione AF più bassa, e quindi anche l'impedenza minore, si presenta ai capi del condensatore di capacità maggiore (C12).

Il rapporto della capacità è stato calcolato in modo che l'impedenza caratteristica del cavetto da 50Ω impiegato per la connessione al ricevitore HF, si presenti come una impedenza medio-alta agli estremi di L4 e quindi fra drain e massa di Q2, considerato, *da questo lato, come un generatore*.

Il rapporto delle impedenze si può considerare come il quadrato delle reattanze capacitive, quindi essendo il rapporto fra le capacità C12/C11 12,8 (270:22), l'impedenza di 50Ω vista all'estremità di L5 è 165 volte più alta. Riguardo all'impedenza trasferita al primario L4, tutto diviene molto approssimativo, perché nella trasformazione

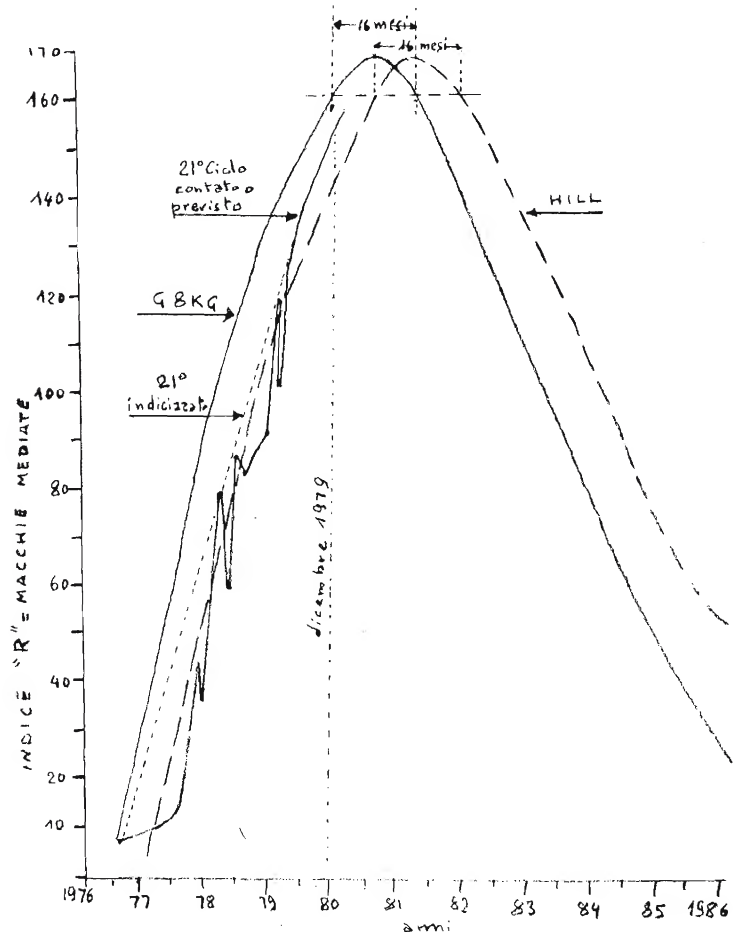


Fig. 7.9 - Sviluppo del ciclo 21° della attività solare fino al dicembre 1979, confrontato con le previsioni di due studiosi: Hill e G8KG. Si osservi come la porzione di curva indicizzata del ciclo finora svoltosi, segua da vicino la pendenza delle altre due.

Tanto Hill che G8KG hanno previsto che per 16 mesi l'attività sarà intorno ad R = 160. Nel prossimo futuro sarà interessante osservare ampiezza e data del picco; difatti fra le due previsioni vi è una differenza di quasi 1 anno.

d'impedenza gioca un ruolo importante il coefficiente d'accoppiamento fra i due induttori.

A proposito dell'accoppiamento fra questi due induttori, qui il caso è diverso da quello inerente L2 ed L3.

L2/L3 operano infatti sui 145 MHz e se il Q è abbastanza alto, basta un leggero accoppiamento per ottenere la banda passante di 2 MHz.

L4/L5 sono invece sintonizzate su 16 o 29 MHz, però la banda passante è la medesima: ipotizzando un $Q = 100$, che è molto vicino al vero, per le bobine cilindriche diam. 5 mm (con nucleo Vogt tipo Rosso) quando il coefficiente k è al valore critico, la Banda passante risulta essere 1/100 della frequenza d'accordo, ossia 160 o 290 kHz, quindi del tutto insufficiente. Per ottenere un accoppiamento oltre il critico le bobine sono montate parallele, relativamente vicine, però alla estremità inferiore di entrambe, sopra le ultime spire, è stato collocato un *link* (L) costituito da un 8 di filo ricoperto in plastica.

Si tratta d'un pezzetto di filo comune per collegamenti, al quale si asporta un po' di copertura solo alle due estremità: una volta formato l'8 e posto ben aderente alle spire dei due induttori, le estremità vengono saldate.

Le due spire congiunte del Link, percorse dalla corrente AF, aumentano la induttanza mutua fra le due bobine.

La curva del passa-banda così realizzato (sovraccoppiato) risulta costituita da due picchi distanti circa 1 MHz, quando entrambe le bobine sono sintonizzate sulla stessa frequenza (16 MHz) mentre a 29 MHz i picchi distano fra loro circa 1,6 MHz. Al centro si ha una insellatura di almeno - 10 dB.

Poiché le porzioni di gamma che interessano sono quelle

comprese fra 144 e 145 MHz, nonché 145, 8-146 MHz, un buon compromesso è rappresentato dalla sintonia differenziata di L4 ed L5. Allora uno dei due picchi si trova al centro della prima sottogamma, che è quella interessata dai collegamenti a grande distanza terrestri, e l'altro al centro della seconda porzione, utilizzata dal traslatore del satellite OSCAR 7 (per ora) e da quello "III PHASE", che sarà in orbita la prossima primavera.

Generatore del segnale di conversione

Il segnale L.O. è ottenuto da un oscillatore a cristallo (in overtone) Q3, seguito da uno stadio triplicatore di frequenza Q4.

Per l'uscita dal convertitore a 15÷17 MHz, il segnale L.O. = 129 MHz; per i valori standard di 28-30 MHz, L.O. = 116 MHz.

Il cristallo X è pertanto un "overtone" che potrà avere la frequenza di lavoro (indicata dalla stampigliatura sulla custodia) pari a 43 oppure 38,666 MHz.

L'oscillatore impiega un transistor bipolare la cui base è a massa per la A.F. solo quando il cristallo X presenta risonanza-serie alla frequenza di lavoro. Quando spostando leggermente la frequenza, il cristallo entra in risonanza-parallelo l'impedenza fra base e massa diventa invece relativamente elevata. Quindi l'oscillatore, a differenza di altri tipi di circuiti "overtone", è obbligato a lavorare su una sola e ben determinata frequenza.

Ciò non toglie che entro ristretti limiti, la frequenza possa variare o per eccesso di reazione, ovvero per variazioni del carico.

A proposito del carico, è questo uno dei motivi che a dispetto della semplicità (eccessiva) ci ha fatto scegliere la soluzione dello *stadio separatore* Q4. Riguardo alla reazione, questa può essere ben dosata con l'aggiustaggio del piccolissimo condensatore (K) posto fra collettore ed emettitore, e con un giudizioso accordo della bobina L6.

Il montaggio

Viene eseguito su una basetta di vetronite disegnata come in figura 7.6. Le parti ombrate non vanno inchiostrate (vetronite scoperta).

Le parti bianche vanno ricoperte d'inchiostro (rame che deve restare). Usare un pennellino per le grandi superfici, la penna DALO o simili per piste e contorni.

In figura 7.7 si vede l'altra faccia della scheda, quella della vetronite scoperta; in essa sono riportati i componenti più grandi ed i fori grandi: 3,5 mm per P = condensatore passante; 30 o 40 mm (a secondo del tipo che si acquista) per V = condensatore a tubetto, regolabile.

I piattelli dei P e la parte a vite di regolazione di V, debbono trovarsi dal *lato del rame*. Si saldano alla massa del rame, piattelli e corpi dei condensatori V.

L'armatura non-a-massa di V si collega (dal lato componenti) con l'estremità della rispettiva bobina, però la

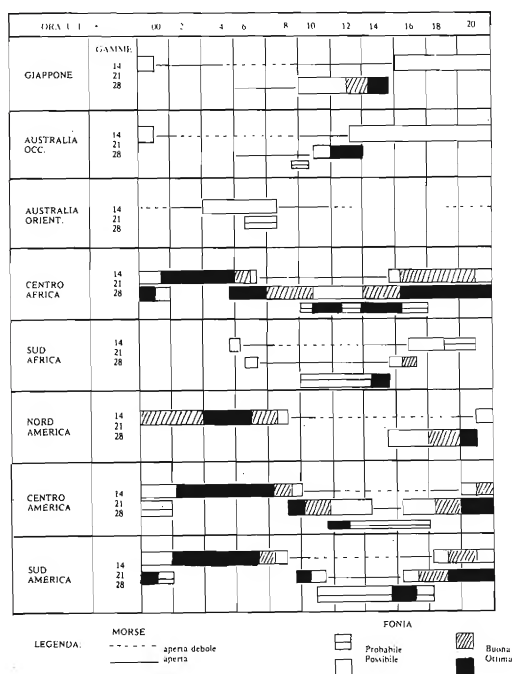


Fig. 7.10 - Previsioni della propagazione ionosferica per Dicembre 1979.

bobina va montata con saldature alla scheda, perché i condensatori a tubetto sono fragili e non sopportano sforzi meccanici.

I cilindretti di polistirolo su cui sono avvolte L4, L5, L6 sono montati sulla scheda verticalmente, dal lato componenti.

Si completa il montaggio, secondo la figura 7.8 (vista dal lato rame). La scheda ha 4 fori angolari, per l'applicazione con viti lunghe e distanziatori, all'interno della cassetta.

La schermatura, dal lato componenti, è costituita da bandella stagnata di 0.4 o 0.5 mm (si taglia con le forbici) larga 2 cm.

Come sostegni, sono previsti "piolini" di filo da 1 mm, saldati alla massa sotto, e sporgenti sul piano, *dal lato componenti*. La saldatura agli angoli è più facile, se si usano piolini di 2 cm: difatti la saldatura fra le bandelle riesce meglio con l'intermediario del filo stagnato da 1 mm.

Dopo i componenti principali si mettono in opera le schermature, poi i piccoli componenti: C6 e C9 sono montati dal lato-rame.

Amplificatore AF, Mescolatore e Generatore (LO) sono alimentati indipendentemente, attraverso i rispettivi condensatori passanti (P). Dopo la messa a punto si collegano insieme gli occhielli dei tre P, e con questo filo (ricoperto) posto dal lato-rame, si va al +12V delle pile o dell'alimentatore.

Messa a punto

Occorre un voltmetro per AF (descritto nella precedente puntata).

1. Si mette la sonda a diodo del voltmetro *alla base di* Q4: agire sul nucleo di L6, per la massima deflessio-

ne della lancetta.

- 1.1. Per migliorare la stabilità delle oscillazioni in Q3, svitare il nucleo di L6, fino a ridurre la lettura al 70% del max. Bloccare il nucleo con una goccia di cera, dopo aver stretto ed allentato i due fili attorcigliati che costituiscono la capacità di reazione (K).

Troppo reazione non va bene, troppo poca rende l'inesco incerto. Quando si alimenta l'oscillatore, provare e riporre su K ed L6 fino ad ottenere il miglior compromesso. Ascoltare, se si può, il segnale dell'oscillatore (2^a armonica) su un ricevitore domestico per FM (inizio scala, 86 MHz); accendendo e spegnendo non si debbono sentire né "plop"; *scricchiolii* o peggio *miagolii*, tutti indizi di instabilità.

2. Mettere la sonda in L8: accordare il suo V, per il max; accordare quindi L7; la distanza ottimale fra le due bobine in questione, è 2 o 3 mm.

- 2.1. Disponendo di un "Dip meter" controllare se l'accordo di L8 è su 129 MHz.

3. Alimentare Q1 e Q2. Mettere il Tester (in alternata) - voltmetro alla max sensibilità possibile, alla uscita "cuffia" del ricevitore HF. Ascoltare coll'altoparlante. Scala del ricevitore a 16 MHz. Collegare l'uscita del convertitore all'ingresso del ricevitore con un cavo RG58, non più lungo di 50 cm.

Il Fruscio deve aumentare, la lancetta deve muoversi. Accordare per il max fruscio i compensatori di L3, L2, L1, quindi L8 va ritoccato; agire infine su L4 ed L5 (sempre per il max fruscio).

- 3.1. Portare il ricevitore HF a 15,5 MHz: ritoccare L4 per il max, poi bloccare con cera.

Portare il ricevitore a 16, 85, ritoccare L5 per il max. Bloccare il nucleo: questa posizione di scala interessa la sottobanda OSCAR.

4. Togliere lo strumento.



L'Aurora boreale è una luminescenza provocata da sciame di corpuscoli proiettati dal Sole.

Collegare l'antenna della gamma 2 metri: la ricezione dovrebbe essere regolare; semmai mettersi d'accordo, per telefono, con qualche OM concittadino.

Il 21° Ciclo della attività solare

Nel Maggio scorso (n. 12 di E.V.) in questa rubrica abbiamo accennato agli stretti legami esistenti fra intensità delle radiazioni fortemente attiniche del sole: radiazioni U.V. ed E.U.V., e densità della ionosfera. Il ritorno a Terra delle più alte HF dipende essenzialmente dalla densità di ionizzazione dello strato F_2 prodotta principalmente dalle *Extreme Ultraviolet Radiations* (E.U.V.).

I raggi ultravioletti di frequenza così alta non sono misurabili da Terra perché assorbiti interamente dall'alta atmosfera.

Gli U.V. normali, la cui intensità segue abbastanza da vicino le variazioni degli E.U.V., sono sistematicamente controllati da oltre mezzo secolo.

Nel 1924 il Pettit osservò che il numero indicizzato delle Macchie che compaiono sul disco solare e l'intensità delle radiazioni U.V. variano di pari passo.

Per questo motivo, le macchie, sebbene *non siano la causa*, bensì un aspetto marginale, sono utilizzate come riferimento della attività solare.

Vi è poi un altro motivo altrettanto importante: le Macchie sono osservate con regolarità da prima del 1750, quindi costituiscono un legame statistico abbastanza certo, da oltre due secoli.

Il *numero indicizzato delle macchie* (valori di un anno mediati) ha rivelato che l'attività solare varia con un ciclo quasi undecennale: dopo aver toccato valori minimi, il ciclo risale ai massimi nel tempo compreso fra 2 anni e mezzo e quasi 7 anni (media 4 anni).

Rimane intorno al massimo per alcuni mesi, poi si osserva una discesa più o meno lenta, che va da 4 a 10 anni (media 6 anni e mezzo).

Quando nel secolo scorso venne elaborata la formula della indicizzazione, si ricostruirono anche i cicli a partire dalla metà del '700: per questo motivo ora identifichiamo il ciclo ultimato nel 1976 col n. 20 ed affermiamo di trovarci nella fase ascendente del 21°.

Lo studio della attività solare è una scienza molto giovane e, per ora, l'indice "R" è quanto di meglio disponiamo per fare previsioni a lungo termine dell'attività solare e della sua diretta pratica conseguenza sulla propagazione delle H.F.

I valori massimi raggiunti da un ciclo influenzano in maniera decisiva la buona propagazione della parte più alta dello spettro HF. In considerazione del fatto che l'indice "R" max varia da ciclo a ciclo, gli studiosi del Sole e della propagazione ionosferica, impiegando vari metodi statistici, cercano, durante lo svolgimento di un ciclo, di fare previsioni sul successivo ed addirittura sui successivi. Dopo un eccezionale exploit nell'ottobre 1957 (ciclo 19°) in cui R toccò il valore record di 201, la maggioranza degli

studiosi aveva previsto cicli *più fiacchi*. In effetti il 20°, durato quasi 13 anni, con $R_{max} = 126$, sembrava avvalorare queste opinioni; pertanto i più, a conti fatti, erano d'accordo per un ciclo 21° ancora più debole del precedente.

Due soli studiosi dissentivano: il non professionista Smith (G8KG) e lo scienziato Hill, del Naval Electronics Center, della California. A tre anni di distanza dalla pubblicazione dei loro studi, osserviamo (figura 7.9) quanto le loro previsioni, effettuate con metodi diversi, fossero vicine alla realtà.

Entrambi non avevano impiegato i metodi classici:

- Lo Hill era arrivato al risultato mediante una complessa analisi matematica dei 19 cicli precedenti, estraendo *linee spettrali* della funzione "tempo" e risolvendo fino ad ottenere periodicità, ampiezze e fasi. Dai suoi calcoli, assistiti da un potente elaboratore elettronico, risultava la curva in figura, pubblicata su "Nature", nel luglio 1976.

- Lo Smith sviluppava una ipotesi originale, suggeritagli dalla lettura di un articolo dell'astronomo Wood (Nature 1972).

L'ipotesi era quella che le variazioni d'attività solare siano dovute a "maree" nei gas dell'Astro, provocate dalle forze gravitazionali dei Pianeti.

Secondo G8KG, il comportamento anomalo del ciclo 20° sarebbe dovuto ad uno sfasamento fra "onda di marea" e semiperiodo della reazione magnetonucleare nella massa gassosa (quella che produrrebbe radiazioni più o meno intense).

Secondo i calcoli dello Smith, il rifasamento sarebbe avvenuto giusto nei mesi in cui l'articolo appariva (Radio Communication July 76); quindi il ciclo 21° caratterizzato dall'andamento "in fase" dei due differenti fenomeni, avrebbe avuto lo sviluppo che riportiamo nella figura 7.9.

E' sorprendente osservare la concordanza nella forma delle due curve, ed anche l'adempienza di quanto è *realmente avvenuto da tre anni in qua*.

Nei mesi prossimi vedremo quando si verificherà "il picco": giugno '80 per l'uno e novembre '81 per l'altro; di quanto R_{max} sorpasserà il valore previsto: 160 o 150.

Ad ogni buon conto, le previsioni pessimistiche non si sono avverate, quindi può darsi che la buona propagazione duri ancora un intero lustro.

NOTE

¹ Per una maggiore conoscenza della propagazione VHF Vds: MICELI "Da 100 MHz a 10 GHz" Vol II - Faenza Ed. 1979.

² Un helical resonator, circuito risonante a costanti parzialmente distribuite, può avere $Q = 500$; tre risonatori in cascata formano un filtro eccellente.

³ Con i VMOS di potenza si realizza un amplificatore per deboli segnali dalla dinamica lunghissima. Speciali, costosi mescolatori bilanciati presentano pure tale caratteristica.

VICENZA

MOSTRA DI COMPONENTI ELETTRONICI INDUSTRIALI ED APPARECCHIATURE PER TELECOMUNICAZIONI

8-9-10 DICEMBRE 1979



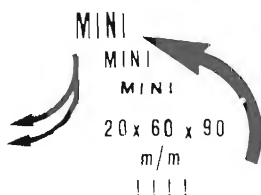
MINI FREQUENZIMETRI PROGRAMMABILI

PROGRAMMABILI UP-DOWN
SINO A

1 GHz

12 REO

Tutto per OM-SWL-CB ...connettori, apparati, antenne...



- Il mini frequenzimetro più piccolo e versatile esistente in commercio, all'avanguardia nelle specifiche tecniche.
- Programmabile mediante microswitch, contraves.
- Possibilità della lettura della frequenza anche in ricezione.
- Compatibile con qualsiasi apparato commerciale.

Mini frequenzimetro digitale 50 Mhz in scatola di montaggio.
Programmatore per detto in scatola di montaggio.

Prescaler 1 GHz con uscita divisa per 1000 compatibile con qualsiasi frequenzimetro

cm.

- 9,6 x 3 x 13
- 16,5 x 3 x 13



Richiedere depliant con prezzi

inviando L. 500 anche in francobolli a:

COMPLESSO PER RTTY E MICROPROCESSORE

- 1) tastiera alfa numerica
- 2) terminale video a microprocessore
- 3) demodulatore RTTY
- 4) MICROCOMPUTER serie Z80
- 5) Monitor TV Tubo 9"

ASCII e BAUDOT



- 6) Stampante termica a 20 colonne.
- 7) Stampante su carta comune da 60 a 180 caratteri.
- 8) Package Basic o estender Basic.
- 9) Registratore a cassetta o Mini Floppy Disk.
- 10) Eventuale Key Pad numerico separato per impostazione cifre.

Contaimpuls, Timer programmabili, Lettori di Periodo, Orologi. Alta Fedeltà, Amplificatori BF, Box ecc. ...

La **REO Elettronica**, concessionaria di **Nuova Elettronica** per Pavia e zone limitrofe, specializzata in elettronica digitale, distributrice autorizzata della CLAITRON (prodotti Fairchild, Texas, Zedapa, General Instrument, OEI, SMK, Piher, Compel, Papst).
Rivenditore prodotti: Feme, Motorola, National, RCA, SGS Ates, General Processor, Mostek, Synertek, ...

Ditta FEDERICO RONGELLI

Via B. Briosco, 7 27100 - PAVIA - Tel. (0382) 465298

COMPONENTI
ELETTRONICI

CHIARA GUIDO
C. Cosenza 48
10137 TORINO

NUOVO CENTRO
Via Vittorio Emanuele 113
CHIERI (TO)
Tel. 011 / 9424263

ANTENNE TV E COMPONENTI **SIEMENS**

ANTENNE TV E COMPONENTI **IARE**

ALTOPARLANTI E ACCESSORI PER AUTORADIO **PHONOCAR**

CASSE ACUSTICHE **ARMONIC** DA 10 A 40 W RMS

SCATOLE DI MONTAGGIO **CTE INTERNATIONAL**

PILE NORMALI, ALCALINO MANGANESE, MERCURIO, OSSIDO D'ARGENTO,
MICROPIASTRA, NICHEL CADMIO **SUPERPILA**

SEMICONDUTTORI DELLE MIGLIORI CASE MONDIALI

ANTENNE INTERNE AMPLIFICATE PER TV LOCALI E ESTERE

PANDA LA PIU' PICCOLA AUTORADIO ESTRAIBILE A 3 GAMME D'ONDA,
OM, OL, FM, DEL MONDO. POTENTISSIMA

IN VERSIONE MONO 5 W / 4 Ω 8 W / 2 Ω L. 45.600

IN VERSIONE STEREO 5 + 5 W / 4 Ω 8 + 8 W / 2 Ω L. 62.700

TELECAMERE, MONITOR, VIDEOCITOFONI **BITRON VIDEO**

ANTENNE STILO TELESCOPICHE PER RADIO/TV **FRINI**

CAVI ELETTRICI E D'ANTENNA **CEAM**

CASSETTIERE componibili **IPPI**

PALI TELESCOPICI ZINCATI A FUOCO DI TUTTE LE DIMENSIONI

TRASFORMATORI E.A.T. PER TV E MONITORS **SEVERAL ELECTRONICS**

ACCESSORI PER AUTORADIO **SILEM**

CARRELLI PER HI-FI **NANETTI**

DISPONIAMO INOLTRE DI INNUMEREVOLI ALTRI ARTICOLI QUALI
OROLOGI DIGITALI, RADIOSVEGLIE, TV GAMES, CALCOLATORI, ECC.

SONO GRADITI CONTATTI TELEFONICI

PREZZI PARTICOLARI PER RIVENDITORI ED INSTALLATORI

CEDOLA DI ORDINAZIONE

Vogliate provvedere ad inviarmi quanto ho specificato:

- ☐ Kit modello
- ☐ Kit modello
- ☐

FORMA DI PAGAMENTO

- ☐ Allego assegno bancario
- ☐ Ho versato l'importo sul vs/c/c/p. n. 10317485

- ☐ Contrassegno

.....
Firma

.....
Indirizzo

SCHEDA DI ORDINAZIONE

- ☐ Desidero sottoscrivere un abbonamento annuale a:

ELETTRONICA VIVA

mensile di formazione e aggiornamento tecnici RADIO-
-TV ELETTRONICI

al prezzo di L. 20.000, ed a partire dal fascicolo n.

(Compilare sul retro)

FORMA DI PAGAMENTO

- ☐ Speditemi il primo fascicolo contrassegno dell'importo
(aumento di L. 850).

- ☐ Allego assegno bancario.

- ☐ Ho versato l'importo sul vs/c/c/p. n. 13951488.

Firma

CEDOLA DI ORDINAZIONE

Vogliate provvedere ad inviarmi quanto contrassegnato:

- ☐ M. Miceli "DA 100 MHz A 10 GHz"
Vol. 1° - L. 12.000
- ☐ M. Miceli "DA 100 MHz A 10 GHz"
Vol. 2° - L. 12.000
- ☐ A. Piperno "Corso Teorico Pratico sulla TV a colori"
Seconda Edizione - L. 18.000

(Compilare sul retro)

FORMA DI PAGAMENTO

- ☐ Allego assegno bancario
- ☐ Ho versato sul c/c/p. n. 13951488
- ☐ Contrassegno (aumento di L. 850 per spese postali)

Firma



elettronica KIT

Tel. 051/468016

n. partita I.V.A. 00441740396

**CEDOLA DI
COMMISSIONE**

Mittente :

Nome _____

Cognome _____

Via _____

c.a.p. _____ **Città** _____

Elettronica Kit S.a.S.

Via Firenze 60/A

48018 Faenza (RA)



48018 FAENZA - c.p. 68 - Tel. 43120

**CEDOLA DI
COMMISSIONE
LIBRARIA**

**NON
AFFRANCARE**

tassa a carico del de-
stinatario - importo da
addebitarsi sul conto
di credito speciale n. 59
del 26 maggio 1966
presso l'ufficio P. T.
di Faenza Centro.

Mittente :

Nome _____

Cognome _____

Via _____

c.a.p. _____ **Città** _____

Spett.le

FAENZA EDITRICE

Via Firenze 60/A

48018 FAENZA (RA)



48018 FAENZA - c.p. 68 - Tel. 43120

**CEDOLA DI
COMMISSIONE
LIBRARIA**

**NON
AFFRANCARE**

tassa a carico del de-
stinatario - importo da
addebitarsi sul conto
di credito speciale n. 59
del 26 maggio 1966
presso l'ufficio P. T.
di Faenza Centro.

Mittente :

Nome _____

Cognome _____

Via _____

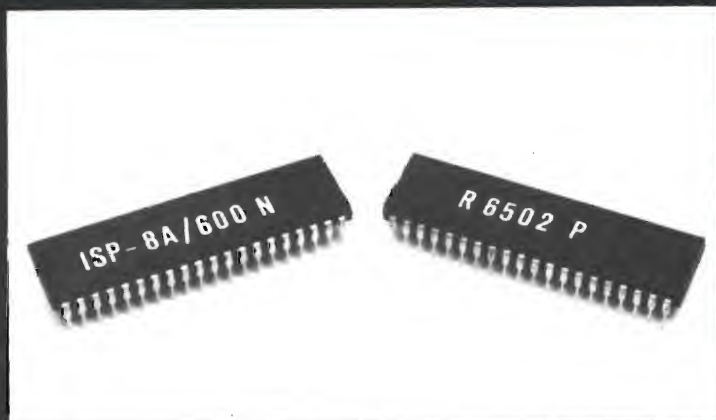
c.a.p. _____ **Città** _____

Spett.le

FAENZA EDITRICE

Via Firenze 60/A

48018 FAENZA (RA)



I CHIPS SCELTI: SC/MP, R 6502.

LE APPLICAZIONI POSSIBILI: Sistemi a microprocessore personalizzati per il controllo industriale, il calcolo scientifico, l'informatica distribuita.

I MODULI DISPONIBILI:

MW01 · CPU SC/MP

MW02 · CPU R6502

MW03 · RAM STATICA 4K

MW04 · RAM STATICA 8K

MW05 · EPROM 4K CON 8 ZOCOLI PER 5204

MW06 · EPROM 8K CON 8 ZOCOLI PER 2708

MW07 · CASSETTE INTERFACE

MW08 · 24 CHANNELS FREQ. ACQ. SUBSYSTEM

MW09 · 16 CHANNELS A/D SUBSYSTEM

I "NOSTRI" MICROPROCESSOR

L'OBIETTIVO RAGGIUNTO

Una famiglia di schede a microprocessore versatile, satile, economica, ad alta potenzialità.

LO STANDARD UTILIZZATO: Europeo a norme DIN 41612.

MW10 · FLOPPY DISK CONTROLLER

MW11 · TERMINALE VIDEO 24 LINEE 80 CRT

MW12 · RAM I/O 4 PORT BIDIREZ. 1256 BYTE RAM

MW13 · SCHEDE PROLUNGA EUROCARD SINGOLE

MW14 · SCHEDE PROLUNGA EUROCARD DOPPIE

MW15 · MOTHER BOARD

MW16 · KIT ASSEMBLER SU EPROM

MW17 · KIT BASIC SU EPROM

MW18 · KIT DISASSEMBLER SU EPROM

La **MICROWAY** S.R.L. ha realizzato a supporto S/W una stazione totalmente autonoma per la lettura, copia e programmazione delle seguenti Eprom: 2708, 2758, 2716 (tre alimentazioni), 2516 (alimentazione singola); interfaccia RS 232 opzionale; alimentazione da rete 220 V AC.

La **MICROWAY** S.R.L. mette a disposizione inoltre il supporto alla progettazione e l'assistenza tecnica per lo sviluppo prototipale e di serie.



MW 1000

EPROM PROGRAMMER



MICROWAY S.R.L.

VIA TONALE 18 - 37126 VERONA - TEL. 045-91814

COLDLINE

"i super lineari"



Il nostro programma di vendita: ☐ TR1 - Trasmettitore FM88-108 MHz professionale a sintesi quarzata ☐ TR2 - Trasmettitore FM88-108 MHz professionale a sintesi quarzata a larga banda ☐ TR3 - Trasmettitore professionale a frequenza fissa ☐ TR4 - Trasmettitore professionale a Norme CCIR - OIRT FUBA ☐ Amplificatori lineari AS400 W - AS500 W - AS700 W - AS900 W - AS1500 W - AS2500 W ☐ Ripetitori VHF-UHF ☐ Antenne ☐ Accoppiatori ☐ Filtri passa basso ☐ Cavit .

TUTTE LE APPARECCHIATURE DI NOSTRA PRODUZIONE SONO A NORMA CCIR

TE LETTRONICA
ELECOMUNICAZIONI